MITTEILUNGEN

AUS DEM

FERNMELDETECHNISCHEN ZENTRALAMT

BAND V

1958–1959

DARMSTADT

Laboratorium für Ultraschall
Rhein.-Westf. Technische Hochschule Aachen

I N H A L T

F. BATH, F. PFLEIDERER, F. RING und W. ZERBEL	Der heutige Dämpfungsplan im Fernsprechnetz der Deutschen Bundespost aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 10 (1957), Heft 11
J. GROSSKOPF, M. SCHOLZ, und K. VOGT	Korrelationsmessungen im Kurzwellenbereich aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 2
R. HOFFMANN	Trägerfrequente Durchschaltung von Fernseh-Kabelleitungen nach CCIF aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 2
F. MERKEL und K. SCHMIDTNER	Zeitansage mit Magnettonband aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 4
W. von MÜNCH und H. SALOW	Ein speichernder Schalttransistor aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 6
H. FLEISCHER	Funkbeobachtungen der ersten beiden künstlichen Erdsatelliten aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 7
E. DOLDINGER und W. REUSSE	Die Bestimmung der Bodenverdichtung verfüllter Kabelgräben mittels radioaktiver Gamma-Strahlen aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 9
J. GROSSKOPF	Meterwellen-Ausbreitung durch meteorische Ionisation aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 9
B. BECKMANN	Über Beziehungen der Feldstärke zu den Grenzen des Übertragungsfrequenzbereichs (LUF, MUF) aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 10
B. BECKMANN und K. VOGT	Beobachtungen der Mehrwegeausbreitung auf der Kurzwellenübertragungsstrecke Osaka–Frankfurt (Main) aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 10
W. von MÜNCH	Die elektrischen Eigenschaften des speichernden Schalttransistors aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 11
J. GROSSKOPF	Einige Bemerkungen zur Schwundanalyse im m- und dm-Bereich aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 11
H. BOHNENSTENGEL, W. KRONJÄGER und K. VOGT	Die horizontalen Richtdiagramme von Rhombus-Empfangsantennen bei Kurzwellen-übertragungswegen aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 11 (1958), Heft 12
W. REUSSE und R. ZAUBITZER	Die quantitative Bestimmung des Chrom- und Arsengehaltes getränkter Masten durch Aktivierungsanalyse aus „Holz als Roh- und Werkstoff", Band 16 (1958)
W. GRIESINGER, E. POPP und E. SCHULZ	Über die Verteilung der Blitzströme in der Erdungsanlage eines Funkturmes aus „Elektrotechnische Zeitschrift", Jahrg. 79 (1958), Heft 15
E. DOLDINGER und W. REUSSE	Kontrolle der Bodenverdichtung durch Strahlungsmessungen aus „Bau-Maschine und -Technik", Jahrg. 5 (1958), Heft 6
J. LANG	Bestimmung der Gegeninduktivität zwischen einer Einfachleitung mit Erdrückleitung und einer Doppelleitung aus „Fernmelde-Praxis", Nr. 233/1958

W. KLEIN	Der klemmzahlsymmetrische Mehrpol aus „Archiv der Elektrischen Übertragung", Band 12 (1958), Heft 12
H. BÖDECKER	Die Entwicklung der Deutschen Normwandlertechnik aus „Rundfunktechnische Mitteilungen", Jahrg. 2 (1958), Heft 5
J. MÜLLER und E. DEMUS	Ermittlung eines Rauschbewertungsfilters für das Fernsehen aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 4
E. FROMMER	Entwicklungstendenzen in der Funktechnik, besonders im Hinblick auf die erweiterte Anwendung der Einseitenband-Technik aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 5
E. A. PAVEL und M. BIDLINGMAIER	Ein Nichtlinearitäts-Meßplatz für Rundfunk-Übertragungswege aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 5
K. BRAUN und W. SCHÖBEL	Messungen der statistischen Verteilung des Sprachvolumens in Fernsprechkanälen aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 6
O. BROSZE, K. O. SCHMIDT und A. SCHMOLDT	Versuche zur Verbesserung der Sprechverständlichkeit bei Störgeräuschen aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 6
W. von MÜNCH und H. SALOW	Anwendungen des speichernden Schalttransistors aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 6
B. BECKMANN	Erste Ergebnisse der Satelittenbeobachtung für die Kenntnis der Wellenausbreitung aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 7
W. KRONJÄGER und K. VOGT	Über das Außengeräusch kommerzieller Antennenanlagen aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 7
G. RÖSSELER	Über die Stromversorgung auf Windkraftbasis bei der Dezimeter-Richtfunktstelle Schöneberg (Eifel) und die dabei gewonnenen Erfahrungen aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 7
B. BECKMANN und K. VOGT	Zum Tagesgang der Rückstreu-Feldstärke von Telegraphiesignalen aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 8
O. WARMERS und A. ZIEGLER	Die Flächenerdung und Fernmeldeanlagen aus „Nachrichtentechnische Zeitschrift", Jahrg. 12 (1959), Heft 10
G. LEMM und R. ZAUBITZER	Schaltung zur Messung kleinster elektrischer Ladungen, insbesondere für Geigerzählungen aus „Feinwerktechnik", Jahrg. 63 (1959), Heft 4
H. WIDDRA	Funkbeobachtungen der künstlichen Erdsatelliten des Jahres 1958 bei der Deutschen Bundespost aus „Fernmelde-Praxis", Band 36 (1959), Heft 2
G. F. KOCH	Die Berechnung der Wirkfläche nichtkonphas belegter Flächenstrahler aus „Archiv der Elektrischen Übertragung", Band 13 (1959), Heft 11

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 10, HEFT 11, NOVEMBER 1957

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Der heutige Dämpfungsplan im Fernsprechnetz der Deutschen Bundespost

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt der Deutschen Bundespost und dem Zentrallaboratorium der Siemens & Halske AG.

Von **F. Bath, F. Pfleiderer, F. Ring** und **W. Zerbel**

Mit 5 Bildern

DK 621.395.741

I. Einleitung

Zwei wesentliche Beweggründe sind es, die von Zeit zu Zeit dazu führen, den Dämpfungsplan eines Weitverkehrsnetzes erneut zu studieren, die Fortschritte auf dem Gebiete der Leitungstechnik und die Weiterentwicklung der Teilnehmerapparate.

Die Anschaffungs- und Betriebskosten der Trägerfrequenzgeräte sind so weit gesenkt worden, daß heute mit großem Erfolg auch im Bezirksleitungsnetz Trägerfrequenzgeräte eingesetzt werden können. Dadurch werden zugleich mit der Einführung der Vierdrahtvermittlungstechnik die Vierdrahtleitungen bis an die Knotenämter, bisweilen bis an die Endämter herangeführt. Die Dämpfung der Verbindungen von einem Endamt über die Fernleitungskette zum anderen Endamt kann damit auf den Wert gesenkt werden, den eine Vierdrahtleitung mit Rücksicht auf die Pfeifsicherheit mindestens haben muß.

In den letzten Jahren sind ferner Mikrophone und Telephone mit verminderter Bezugsdämpfung entwickelt worden.

Die so gewonnene Dämpfungsverminderung reizt dazu an, das zweidrähtige Leitungsnetz, insbesondere die Endamtsleitungen, wirtschaftlich günstiger zu gestalten. Man kann z. B. dünnere Leiterquerschnitte verwenden und so die Kosten für diese Leitungen senken.

Es erscheint nun notwendig, von neuem die Grenzen abzustecken, die den genannten Bestrebungen zu setzen sind. Im Hauptteil dieses Aufsatzes wird der neue Dämpfungsplan im deutschen Fernleitungsnetz von Endamt zu Endamt beschrieben und begründet. Dabei wird den größeren Dämpfungsschwankungen als Folge der vergrößerten Anzahl selbständig gewarteter Leitungsabschnitte Rechnung getragen. Zuvor sollen einige abschätzende Überlegungen über die größte und die kleinste zulässige Leitungsdämpfung eingeschoben werden.

II. Allgemeine Gesichtspunkte

A. Die größte zulässige Leitungsdämpfung

Gewöhnlich geht man von der CCITT-Empfehlung aus, wonach die Bezugsdämpfung zwischen zwei Teilnehmern niemals größer als 4,6 N sein soll *). Kennt man die größte Sende- und Empfangsbezugsdämpfung der Fernsprechapparate, so gewinnt man daraus die größte zulässige Leitungsdämpfung (sofern das Frequenzband durch die Leitung nicht wesentlich eingeschränkt wird und die Leitungsgeräusche die Übertragung nicht wesentlich beeinflussen).

Im Fernsprechnetz der Deutschen Bundespost sind heute Teilnehmerapparate mit höchstens 0,9 N Sendebezugsdämpfung und höchstens 0 N Empfangsbezugsdämpfung zugelassen. Die Leitungsdämpfung zwischen zwei Teilnehmern darf also höchstens

$$a_{L\,\max} = 4{,}6\,\mathrm{N} - 0{,}9\,\mathrm{N} = 3{,}7\,\mathrm{N} \qquad (1)$$

betragen. Hierin sollen nach einer weiteren Ausführung des CCITT alle zeitlichen Schwankungen der Leitungsdämpfung enthalten sein. Jedem Leitungsabschnitt mit Verstärkern wird eine Schwankung von $\pm 0{,}2$ N zugebilligt. Für n Abschnitte soll eine Schwankung von $\pm 0{,}2\sqrt{n}$ N angesetzt werden, da anzunehmen ist, daß sich die Schwankungen nicht systematisch, sondern nach einem Wahrscheinlichkeitsgesetz addieren. Rechnet man für die Zukunft mit 8 bis 10 unabhängig voneinander gewarteten Leitungsabschnitten mit Verstärkern in einer Verbindung, so beträgt die gesamte Schwankung nach dieser Regel etwa $\pm 0{,}6$ N. Für den höchstens zulässigen Nennwert der Leitungsdämpfung bleibt also ein Betrag von

$$a_L = 3{,}7\,\mathrm{N} - 0{,}6\,\mathrm{N} = 3{,}1\,\mathrm{N} \qquad (2)$$

übrig.

Zu einem noch etwas größeren Wert für die Leitungsdämpfung käme man, wenn man konsequenterweise die statistischen Streuungen der Sende- und Empfangsbezugsdämpfungen der Teilnehmerstationen mit in eine statistische Rechnung einbeziehen würde. Am einfachsten und praktisch gerechtfertigt ist es anzunehmen, daß jede schwankende oder streuende Größe nach dem *Gauß*schen Wahrscheinlichkeitsgesetz verteilt ist. Ferner ist es notwendig vorzuschreiben, mit welcher Wahrscheinlichkeit die gesamte Bezugsdämpfung den vorgegebenen Wert überschreiten darf.

Wir nehmen z. B. an:

Von allen Verbindungen, die den höchstens zulässigen Nennwert der Leitungsdämpfung ausschöpfen, sollen höchstens 1 % eine größere Bezugsdämpfung als 4,6 N haben *).

Man kann dann schreiben:

$$a_B = (a_S + a_L + a_E) + 2{,}33\sqrt{s_S^2 + s_L^2 + s_E^2}. \qquad (3)$$

Hierin bedeuten:

$a_B = 4{,}6$ N, gesamte Bezugsdämpfung, die mit 1 % Wahrscheinlichkeit überschritten wird;

$a_S = 0{,}5$ N, mittlere Sendebezugsdämpfung der Teilnehmerapparate;

$a_L =$ gesuchte Größe, größter zulässiger Nennwert der Leitungsdämpfung;

$a_E = -0{,}3$ N, mittlere Empfangsbezugsdämpfung der Teilnehmerapparate;

$s_S = 0{,}17$ N, Streuung von a_S (mittlere quadratische Abweichung);

$s_L = 0{,}26$ N, Streuung von a_L;

$s_E = 0{,}13$ N, Streuung von a_E.

*) Diese Dämpfung entspricht bei direktem Sprechen im freien Raum einem Abstand von etwa 4 m zwischen den beiden Sprechern.

*) Bemerkung: Da die meisten Verbindungen die höchstens zulässige Leitungsdämpfung nicht ausschöpfen, ist die Wahrscheinlichkeit für Bezugsdämpfungen über 4,6 N im ganzen wesentlich kleiner als 1 %.

Mit den angenommenen Zahlenwerten ergibt sich der höchstens zulässige Nennwert der Leitungsdämpfung zu

$$a_L = 3{,}6\,\mathrm{N}. \tag{4}$$

Dieser Wert läßt sich noch weiter über 4 N hinaus steigern, wenn man die Sprech- und Hörkapseln in Klassen verschiedener Bezugsdämpfung einteilt und den längsten Teilnehmer-Anschlußleitungen die lautstärksten Kapseln zuteilt und umgekehrt.

Ob man so große Leitungsdämpfungen zulassen will, ist eine Ermessensfrage. Man ist heute eher bestrebt, die gesamte Bezugsdämpfung zu senken, um die Verständlichkeit besonders bei Ferngesprächen in geräuschvollen Räumen zu verbessern und eine Reserve für die zusätzliche Dämpfung der Nebenstellenanlagen zur Verfügung zu haben. Eine rein qualitativ zu bewertende Überlegung soll dies veranschaulichen:

Der akustische Sprachpegel n_E am Telephon des Hörenden ist

$$n_E = n_S - a_S - a_L - a_E. \tag{5}$$

n_S ist der akustische Sprachpegel vor dem Mikrophon des Sprechenden.

Der empfangene akustische Pegel n_{EG} des Raumgeräusches n_{SG}, das durch das Mikrophon des Hörenden über die Rückhördämpfung a_R in das Telephon des Hörenden eindringt, ist

$$n_{EG} = n_{SG} - a_S - a_R - a_E. \tag{6}$$

Nun wird man verlangen, daß zwischen der empfangenen Sprache und dem durch das eigene Telephon kommenden Raumgeräusch ein gewisser Mindestabstand Δ besteht.

$$n_E - n_{EG} \geqq \Delta. \tag{7}$$

Aus Gl. (5), (6), (7) ergibt sich, wenn die beiden Sendebezugsdämpfungen gleich groß angenommen werden,

$$(n_S - n_{SG}) - a_L + a_R \geqq \Delta$$

oder

$$a_L \leqq (n_S - n_{SG}) - \Delta + a_R. \tag{8}$$

Diese Gleichung stellt neben anderen eine wichtige Bedingung für eine Fernsprechverbindung dar, sie bringt die Bedeutung der Rückhördämpfung a_R am Fernsprecher zum Ausdruck. Eine große Leitungsdämpfung verlangt auch eine große Rückhördämpfung oder ein geringes Raumgeräusch. Bemerkenswert ist, daß die Bezugsdämpfungen a_S und a_E wenigstens im Mittel nicht eingehen. Außer der Rückhördämpfung sind nur noch akustische Größen in der Gleichung enthalten.

Denkt man daran, dem wachsenden Lärm zu begegnen, so muß man entweder die Rückhördämpfung der Teilnehmerapparate hoch halten oder die Leitungsdämpfung erniedrigen. Der wirtschaftlichere Weg, um den schädlichen Einfluß des Raumgeräusches abzuhelfen, liegt darin, eine besondere Sorgfalt auf die Rückhördämpfung des Fernsprechers zu legen und die bisher in Deutschland vorgesehene maximale Leitungsdämpfung zwischen zwei Teilnehmern von etwa 3,4 N zu belassen. Durch eine Verminderung der Sende- und Empfangsbezugsdämpfung läßt sich hier nichts gewinnen. Die Sprache des fernen Teilnehmers wird zwar lauter, das störende Raumgeräusch aber im gleichen Maße.

B. Grenzen für die Sende- und Empfangsbezugsdämpfung

Während im vorhergehenden Abschnitt die Größe der Sende- und Empfangsbezugsdämpfung gleichgültig war, so soll jetzt gezeigt werden, daß dem Streben nach immer lauteren Mikrophonen und Telephonen ebenfalls eine Grenze gesetzt werden muß.

Das CCITT empfiehlt, daß, von Ausnahmen abgesehen, die Nebensprechdämpfung zwischen zwei Fernsprechstationen 7,5 N betragen soll. Bei einer Restdämpfung der Fernleitung von 0,8 N leitet sich daraus der bekannte Grundwert von 6,7 N ab. Diese Werte bilden auch die Grundlage für den Aufbau des ganzen deutschen Kabelnetzes. Die Werte setzen auch eine bestimmte, kleinste Sendebezugsdämpfung und ein gewisses Leitungsgeräusch voraus, damit die fremde Nachricht unter allen Umständen geheim bleibt.

Das Leitungsgeräusch möge am Ohr mit dem akustischen Pegel

$$n_{EG} = n_G - a_E \tag{9}$$

ankommen, die Nachricht von der fremden Leitung mit dem akustischen Pegel

$$n_E = n_S - a_S - a_N - a_E. \tag{10}$$

Hierbei ist a_N die Nebensprechdämpfung.

Damit die fremde Nachricht mit Sicherheit nicht verständlich ist, muß ihr Pegel n_E um einen Betrag Δ niedriger sein als der Geräuschpegel n_{EG}.

$$n_{EG} - n_E \geqq \Delta. \tag{11}$$

Aus Gl. (9), (10), (11) erhält man

$$n_G - (n_S - a_S - a_N) \geqq \Delta. \tag{12}$$

Man liest daraus ab, daß bei einem gegebenen Leitungsgeräusch die Empfangsbezugsdämpfung a_E vom Standpunkt des Nebensprechens beliebig gewählt werden könnte. Da jedoch das Leitungsgeräusch bisweilen nicht die zum Verdecken des Nebensprechens notwendige Leistung hat, ist es auch mit Rücksicht auf die Geheimhaltung wesentlich, die Empfangsbezugsdämpfung des Telephons nicht zu klein werden zu lassen.

Eine Senkung der Sendebezugsdämpfung verlangt entweder eine Erhöhung der Nebensprechdämpfung, was mit Rücksicht auf das bereits bestehende Leitungsnetz indiskutabel ist, oder eine Erhöhung des das Nebensprechen verdeckenden Leitungsgeräusches. Eine Senkung der Sendebezugsdämpfung unter das übliche Maß würde ferner (bei Beibehaltung des jetzigen Pegelplans) eine Übersteuerung der Trägerfrequenzgeräte zur Folge haben.

Mit der Variation der Empfangsbezugsdämpfung ist man dagegen freier, man kann sie so wählen, wie sie dem Teilnehmer am angenehmsten ist.

Die hier angestellten Überlegungen zeigen, daß man die gesamte Bezugsdämpfung nicht beliebig auf die Leitung und den Fernsprecher verteilen kann. Man hat insbesondere auf die Rückhördämpfung und die Nebensprechdämpfung Rücksicht zu nehmen. Wenn man die Nachrichtenübertragung im Fernsprechnetz verbessern will, so sollte man sich bemühen, die Bezugsdämpfung möglichst vieler Verbindungen auf den optimalen Bereich von etwa 1,0 bis 2,5 Neper zu bringen.

C. Die kleinste zulässige Leitungsdämpfung

Der Leitungsdämpfung ist ferner eine untere Grenze zu setzen, und zwar aus folgenden Gründen:

Die Leitungen und ihre Abschnitte sind untereinander und an den Enden mitunter nur unvollkommen angepaßt, bei kleiner Leitungsdämpfung treten dadurch

wellenförmige Verzerrungen der Betriebsdämpfung auf, die ein gewisses Maß nicht überschreiten sollen.

Das Echo vom fernen Ende der Leitung stört während eines Gespräches um so mehr, je kleiner die Leitungsdämpfung und je größer die Echolaufzeit ist. Bei Leitungen mit Verstärkern besteht die Gefahr der Selbsterregung (Pfeifen). Die Gefahr ist um so größer, je kleiner die Leitungsdämpfung ist.

Diese Gesichtspunkte sind bekannt, sie bedürfen aber heute erneut einer Überprüfung, weil man nach der Entwicklung von Transistorverstärkern daran denkt, Niederfrequenzverstärker auch in die niederen Netzebenen bis herab zu den Teilnehmerleitungen einzuführen, und weil die Anzahl der selbständig gewarteten Leitungsabschnitte mit Verstärkern anwächst und die Dämpfungsschwankungen dadurch größer werden.

1. *Die Verzerrung der Betriebsdämpfung*

Das Betriebsübertragungsmaß $g_B = a_B + \mathrm{j}\, b_B$ läßt sich durch das Wellenübertragungsmaß $g = a + \mathrm{j}\, b$ und die Reflexionsfaktoren r_1 und r_2 an den Enden ausdrücken:

$$g_B = g + \ln \frac{1 - r_1 r_2 \, \mathrm{e}^{-2g}}{\sqrt{1 - r_1^2}\,\sqrt{1 - r_2^2}}. \qquad (13)$$

Wir nehmen der Einfachheit halber an, daß die Beträge der Reflexionsfaktoren r_1 und r_2 sowie die Dämpfung a unabhängig von der Frequenz sind und daß das Phasenmaß b linear mit der Frequenz anwächst. Ferner bezeichnen wir mit der Verzerrung der Betriebsdämpfung Δa_B den halben Unterschied zwischen der größten und der kleinsten Betriebsdämpfung. Die Verzerrung ist dann

$$\Delta a_B = \pm \frac{1}{2} \ln \frac{1 + |r_1 r_2| \, \mathrm{e}^{-2a}}{1 - |r_1 r_2| \, \mathrm{e}^{-2a}}. \qquad (14)$$

Die Kurven in Bild 1 zeigen, wie diese Verzerrung mit abnehmender Wellendämpfung der Leitung zunimmt. Die Kurven gelten für $|r_1 r_2| = 0{,}25$, für $|r_1 r_2| = 0{,}5$ sind die Verzerrungen etwa doppelt so groß.

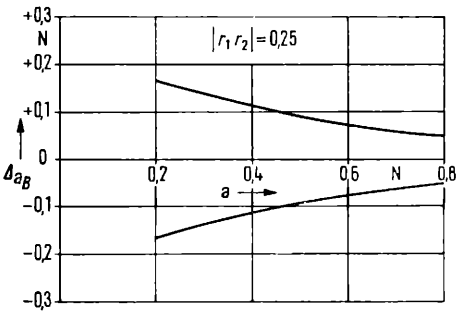


Bild 1. Verzerrung der Betriebsdämpfung

Über die Größe der im Netz vorkommenden Reflexionsfaktoren lassen sich nur schwer genauere Angaben machen, sie streuen sehr stark, es können sogar Werte von $|r| = 1$ auftreten. Es ist deshalb ratsam, die Leitungsdämpfung nicht zu klein zu wählen.

Diese Betrachtung gilt allgemein, auch für unverstärkte Leitungen.

Die Periode der Verzerrungen, d. h. der Frequenzabstand Δf zweier Dämpfungsmaxima, hängt von der Phasengeschwindigkeit v der Leitung und ihrer Länge l ab *).

$$\Delta f = \frac{v}{2l}. \qquad (15)$$

2. *Leitungsdämpfung mit Rücksicht auf das Echo*

Echoerscheinungen, die den Fluß eines Ferngespräches stören können, sind nur bei sehr langen Verbindungen zu befürchten. Die bekannten Empfehlungen des CCITT schreiben einen Mindestwert der Restdämpfung einer Leitung in Abhängigkeit von der Echolaufzeit vor. Da sich heute der Weitverkehr nur noch über unbespulte Trägerfrequenzleitungen großer Übertragungsgeschwindigkeiten abspielt, sind Echoerscheinungen bis zu Entfernungen von 2500 km kaum noch zu berücksichtigen. Eine quantitative Nachprüfung, die hier nicht ausgeführt werden soll, zeigt, daß die im folgenden behandelte Forderung nach Pfeifsicherheit bis zu etwa 2500 km Entfernung die schärfere Bedingung darstellt.

3. *Leitungsdämpfung mit Rücksicht auf die Pfeifsicherheit*

Nach den Empfehlungen des CCITT soll die Pfeifsicherheit einer Fernleitungskette auch bei Leerlauf an beiden Enden einen Wert von 0,2 N nicht unterschreiten. Da pfeifende Leitungen in Trägerfrequenzsystemen eine große Zahl anderer Leitungen stören können, ist zu fordern, daß die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten der Selbsterregung so weit wie irgend möglich herabgesetzt wird.

Die Leerlaufpfeifsicherheit einer im allgemeinen aus mehreren Abschnitten bestehenden Vierdrahtleitung, die an beiden Seiten mit je einer Gabel verbunden ist, ist ebenso groß wie die Restdämpfung a_r zwischen den Zweidrahtpunkten (Bild 2).

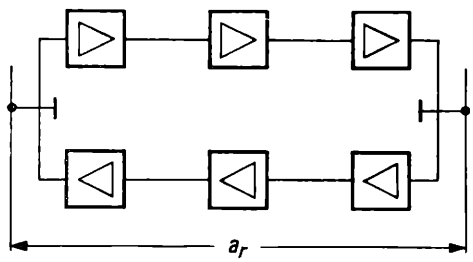


Bild 2. Vierdrahtleitung, an beiden Seiten mit Gabeln abgeschlossen

Es ist aber folgendes zu berücksichtigen:

a) Die Durchgangsdämpfung eines Vierdrahtabschnittes schwankt um etwa $\pm$ 0,2 N gegenüber ihrem Sollwert. Wir nehmen an, daß die Schwankungen statistisch verteilt sind. Für eine Kette von n unabhängig voneinander gewarteten Abschnitten erhält man dann eine Schwankung $\Delta a_{r1} = \pm 0{,}2 \sqrt{n}$ Neper, die nur mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit (z. B. 1 % oder 1 ‰) überschritten wird.

*) Beispiele: Setzt man für eine Ortsverbindung von 5 km Länge mit unbespulten Leitungen eine Phasengeschwindigkeit von rund 200 000 km/s an, so ergibt sich eine Periode Δf = 20 kHz. In das Sprachband von 3 kHz Breite fällt also nur ein Bruchteil der Verzerrung nach Gl. (14). Bei einer Pupinleitung mit einer Phasengeschwindigkeit von rund 25 000 km/s und 10 km Länge ist die Periode Δf dagegen nur 1250 Hz lang.
Eine 100 bis 1000 km lange Trägerfrequenzleitung weist Betriebsdämpfungsschwankungen mit Perioden Δf von 1000 bis 100 Hz auf.

b) Bei kleinen Amplituden ist die Dämpfung einer Leitung um etwa 0,01 N kleiner als bei der Messung mit einem Pegel von 1 mW bezogen auf den relativen Pegel Null. Da dieser Effekt sich bei der Reihenschaltung von n Abschnitten linear addiert, erhält man $\Delta a_{r2} = 0{,}01\, n$ Neper.

c) Die bei 800 Hz gemessene Dämpfung kann von der bei einer anderen Frequenz abweichen; es entspricht gut den tatsächlichen Verhältnissen insbesondere bei Trägerfrequenzleitungen, wenn man für eine Reihenschaltung von n Abschnitten mit einer Dämpfungsverzerrung $\Delta a_{r3} = 0{,}1\ \sqrt{n}$ Neper rechnet.

Aus der Forderung von $\Delta s = 0{,}2$ N für die Leerlaufpfeifsicherheit und den genannten Zuschlägen ergibt sich folgende Mindestforderung für den Nennwert der Restdämpfung a_r einer Verbindung mit n Abschnitten:

Tafel 1
Mindestdämpfung a_r einer aus n Abschnitten zusammengesetzten Leitung (Neper)

Zahl der Abschn. n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Δa_{r1}	0,200	283	347	400	448	490	530	566	600	633
Δa_{r2}	0,010	020	030	040	050	060	070	080	090	100
Δa_{r3}	0,100	142	173	200	224	245	265	283	300	317
Δs	0,200	200	200	200	200	200	200	200	200	200
a_r	0,51	64	75	84	92	99	1,06	1,13	1,19	1,25

Die Pfeifsicherheit von 0,2 N wird aber immer noch mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit unterschritten, die von der Wahrscheinlichkeit abhängt, mit der die Schwankungen Δa_{r1} und die Verzerrungen Δa_{r3} überschritten werden.

III. Der Dämpfungsplan für das Landesfernwahlnetz

A. Netzplan

Unter Berücksichtigung der bisher behandelten Gesichtspunkte ist der Dämpfungsplan der Deutschen Bundespost nach folgenden Grundsätzen aufgebaut:

1. Die maximale Restdämpfung der Leitungskette von einem Endamt zu einem beliebigen anderen Endamt soll 2,2 N nicht überschreiten. Darin sollen die Schwankungen der Restdämpfung eingeschlossen sein. Der Wert von 2,2 N stimmt mit dem bisher gültigen überein. Der Dämpfungsgewinn durch Vermehrung der Trägerfrequenzleitungen kommt also den verbleibenden Niederfrequenz-Bezirksleitungen zugute.
2. Die Bezugsdämpfungen der Teilnehmerapparate werden mit der Dämpfung der Teilnehmerleitung und der zugehörigen Vermittlungsstelle zusammengefaßt und begrenzt. Durch eine Gruppierung der Sprech- und Hörkapseln werden langen Leitungen laute Kapseln und kurzen Leitungen leisere Kapseln zugeordnet. So erreicht man eine Sendebezugsdämpfung vom Teilnehmer bis zum Endamt von maximal 1,25 N und eine Empfangsbezugsdämpfung vom Endamt bis zum Teilnehmer von maximal 0,2 N.
   Die gesamte Bezugsdämpfung innerhalb des Bundesgebietes wird damit maximal
   $$1{,}25\ \text{N} + 2{,}2\ \text{N} + 0{,}2\ \text{N} = 3{,}65\ \text{N}.$$
   Dieser Wert liegt um fast 1 Neper unter dem nach den CCITT-Empfehlungen zulässigen Höchstwert von 4,6 Neper. Bei Nebenstellen-Teilnehmern ist jedoch eine um je 0,3 Neper höhere Sende- und Empfangsbezugsdämpfung zugelassen. In diesen Fällen ergibt sich also ein Höchstwert von 4,25 Neper.
   Die Weitverkehrsleitungen, die die Hauptämter mit den Zentralämtern und die Zentralämter untereinander verbinden, sind heute durchweg Vierdrahtleitungen, und zwar hauptsächlich Trägerfrequenz-Sprechkreise. Diese Vierdrahtleitungen werden in den Zentralämtern untereinander und in den Zentral- und Hauptämtern mit den Bezirksleitungen über Vierdrahtwähler verbunden.
   Die Bezirksleitungen für die Verbindung eines Zentralamtes oder Hauptamtes mit seinen Knotenämtern sind entweder ebenfalls Vierdrahtleitungen (Trägerfrequenz-Sprechkreise) oder pupinisierte Niederfrequenz-Zweidrahtleitungen. Im ersteren Falle erhält im allgemeinen auch das Knotenamt Wähler für vierdrähtige Durchschaltung, was den Vorteil bietet, daß die Endamtsleitungen bis zu 0,85 N (bei 800 Hz) Dämpfung haben können. Im zweiten Falle wird im Knotenamt zweidrähtig weiterverbunden, die Dämpfung der Endamtsleitungen darf dann aber höchstens 0,4 N betragen.

Die Ersparnisse durch die Verwendung dünnerer Kabeladern beim Ausbau des Endamtsleitungsnetzes für ein Knotenamt mit vierdrähtiger Durchschaltung sind meistens wesentlich größer als die Mehrkosten der Amtseinrichtungen im Knotenamt für die vierdrähtige Durchschaltung gegenüber der zweidrähtigen Schaltung. Die vierdrähtige Durchschaltung wird in Zukunft daher auch in den Knotenämtern bevorzugt verwendet werden.

Die geforderte Mindestdämpfung nach Tafel 1 kann am einfachsten dadurch eingehalten werden, daß man die Vierdrahtabschnitte mit der Durchgangsdämpfung Null betreibt und erforderlichenfalls die den Vierdrahtkreis abschließenden Gabeln mit zusätzlichen Dämpfungsgliedern versieht. Die längste Verbindung (Bild 3)

Endamt — Knotenamt — Hauptamt — Zentralamt — Zentralamt — Zentralamt — Hauptamt — Knotenamt — Endamt

kann 8 Vierdrahtabschnitte zwischen den beiden Endämtern enthalten. Die Gabeln in den Endämtern müssen also nach Tafel 1 eine Dämpfung von $1{,}13\ \text{N} : 2 \approx 0{,}6$ N erhalten. Zwischen zwei Knotenämtern können 6 Vierdrahtabschnitte liegen, die Gabeln für die Endamtsleitungen in den Vierdraht-Knotenämtern müssen also eine Dämpfung von $0{,}99\ \text{N} : 2 \approx 0{,}5$ N haben. Im Hauptamt ergibt sich 0,4 N, im Zentralamt 0,35 N. Da eine Gabel gewöhnlich schon 0,4 N Dämpfung hat, läßt man es auch im Zentralamt bei diesem Wert, um komplizierte Schaltungen zu vermeiden. Man übersieht leicht, daß die Restdämpfung bei allen möglichen Verbindungen nie kleiner ist, als nach Tafel 1 verlangt wird. In Tafel 2 sind die Gabeldämpfungen nochmals aufgeführt:

Tafel 2
Gabeldämpfungen

im Endamt	0,6 N
im Knotenamt	0,5 N
im Hauptamt	0,4 N
im Zentralamt	0,4 N

Die unter Umständen notwendigen zusätzlichen Dämpfungsglieder werden zweckmäßig in die Vierdrahtzweige der Gabeln geschaltet, wie es Bild 4 zeigt.

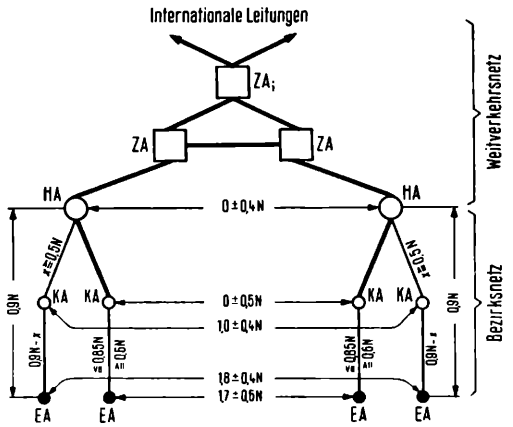


Bild 3. Dämpfungsplan für das deutsche Landesfernwahlnetz mit Zweidraht- und Vierdraht-Knotenämtern

Vierdrahtleitungen
Zweidrahtleitungen
EA Endamt
KA Knotenamt
HA Hauptamt
ZA Zentralamt
ZA$_i$ Zentralamt mit internationalen Leitungen

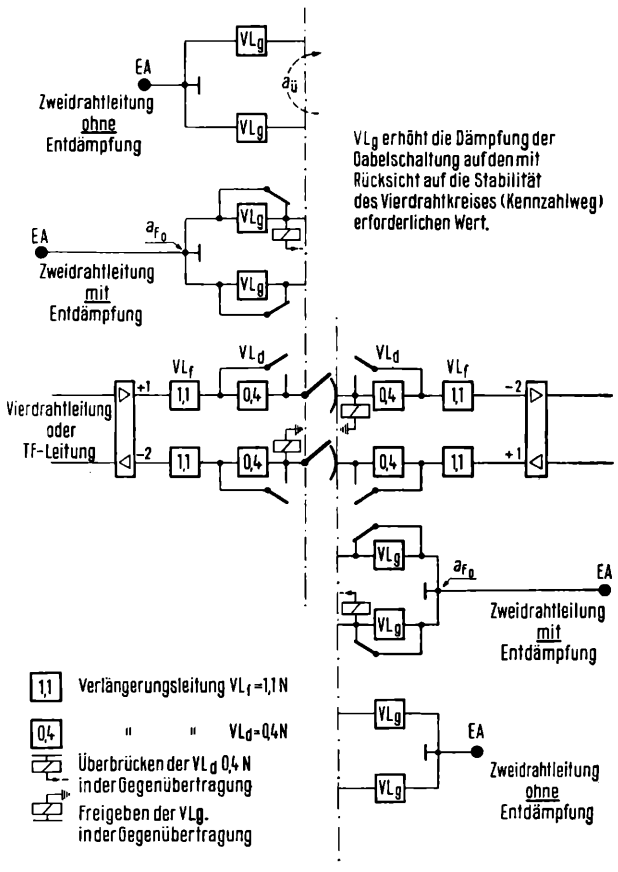


Bild 4. Vierdrähtige Durchschaltung

B. Schaltungstechnik eines Vierdraht-Wähleramtes

Für die vierdrähtige Durchschaltung werden achtarmige EMD-Motorwähler verwendet. Vier Arme dienen der Durchschaltung der Sprechleitungen, die weiteren Arme stehen für den Prüfstromkreis und die Durchgabe der in beiden Richtungen zu übertragenden Kennzeichen zur Verfügung.

Bild 4 zeigt die Zusammenschaltung der in einem Vierdraht-Wähleramt ankommenden und abgehenden Leitungen. Normale Vierdrahtleitungen (auch TF-Leitungen) werden unmittelbar miteinander verbunden, der relative Pegel am Durchschaltepunkt beträgt hierbei — 0,5 N. Die auf beiden Seiten vorhandenen Verlängerungsleitungen sind aufgeteilt in eine VL_f 1,1 N und eine abschaltbare VL_d 0,4 N. (Bei einer Trennung zwischen Verstärkeramt und Wähleramt muß die Dämpfung des Ortsfernkabels einschließlich der VL_f 1,1 N betragen.)

Wird eine Vierdrahtleitung mit einer Zweidrahtleitung verbunden, so können durch ein über die Sprechadern übertragenes Schaltkriterium die VL_d 0,4 N auf der Vierdrahtseite abgeschaltet werden, wodurch die Gabelschaltung (einschl. Wählübertragung und Fernleitungsübertrager) entdämpft wird. Dabei können gleichzeitig in der Gabel der Zweidrahtleitung zusätzliche VL_g eingeschaltet werden, die die Leitungsdämpfung auf die mit Rücksicht auf die Stabilität der Verbindung notwendige Mindestdämpfung ergänzen. Werden zwei verstärkerlose Zweidrahtleitungen über die Vierdrahtwähler zusammengeschaltet, so entsteht eine Schaltung

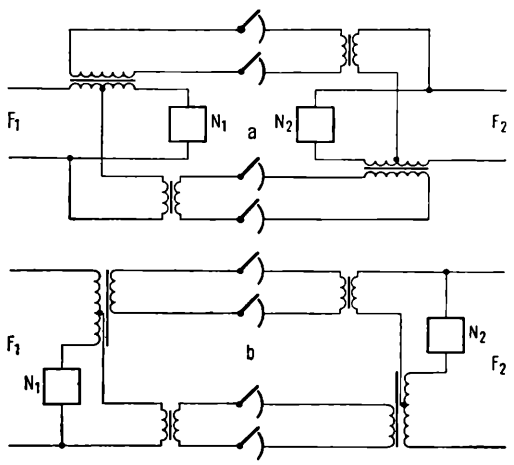


Bild 5. Vierdrähtige Zusammenschaltung zweier Gabeln

nach Bild 5 a; bei einer Umzeichnung nach Bild 5 b erkennt man, daß in diesem Falle die Gabelübertrager wie zwei in Reihe geschaltete Übertrager wirken. Durch die Übertragerverluste entsteht nur eine geringe Durchschaltedämpfung von etwa 0,1 N. Die Nachbildungen bleiben stromlos, sind also ohne Einfluß auf die durchgeschaltete Verbindung. (Es ist wichtig, darauf zu achten, daß bei dieser Durchschaltung keine a/b-Vertauschungen im Vierdrahtkreis auftreten, da sonst die ankommende Leitung mit der Nachbildung der abgehenden Leitung verbunden wird.)

C. Zulässige Werte für die Fehlerdämpfung der Gabelschaltungen und die Übergangsdämpfung am Vierdrahtdurchschaltepunkt

Der in Tafel 2 angegebene Wert für die Gabeldämpfung ist zugleich der Mindestwert a_{min} für die Dämpfung der Zweidrahtleitungen, mit denen die Vierdraht-Fernleitungskette abgeschlossen wird und wäre nur zulässig, wenn eine extrem hohe Fehlerdämpfung a_{F_0} für die Leitungsnachbildungen in den Gabelschaltungen erreichbar wäre, also nur der durch das offene Leitungsende verursachte Rückfluß bei der Stabilitätsberech-

nung zu berücksichtigen ist. Man kann diese Mindestwerte als eine geforderte „wirksame Stabilisierungsdämpfung" auffassen. Die tatsächliche Dämpfung der Abschlußleitungen muß etwas größer sein als a_{min}, da sich zu dem durch das offene Leitungsende verursachten Rückfluß auch noch der durch den Nachbildfehler an der Gabel verursachte Rückfluß addiert.

In Vierdraht-Wählerämtern sind sämtliche Leitungen an den Vierdrahtwählern zugänglich und können auch zum Messen leicht angewählt werden. Es ist daher zweckmäßig, die Stabilisierungsforderung auf die Vierdraht-Durchschaltepunkte zu beziehen. Bei einer Messung der Übergangsdämpfung $a_{ü}$ (Bild 4) zwischen der abgehenden und ankommenden Richtung am Vierdraht-Durchschaltepunkt erfaßt man nicht nur den Rückfluß vom Leitungsende, sondern auch den zusätzlichen Rückfluß über die Gabel. Bei nicht entdämpfter Gabelschaltung (VL_d 0,4 N der Vierdrahtleitung nicht abgeschaltet) muß $a_{ü} \geqq a_{min}$ sein. Bei entdämpfter Gabelschaltung (VL_d 0,4 N der Vierdrahtleitung überbrückt, VL_g in der Gabel eingeschaltet) ist $a_{ü} \geqq 2\,a_{min} + 0{,}8$ N zu fordern. (Wenn man in dem mit dem Meßwähler verbundenen Meßplatz ebenfalls zwei abschaltbare VL_d 0,4 N vorsieht und zur Änderung des Meßbereiches um 0,8 N durch die übertragenen Kennzeichen steuert, wird der Unterschied zwischen Leitungen mit nicht entdämpfter und entdämpfter Gabel bei der Messung überhaupt nicht bemerkt.)

Mit kleinen Abrundungen erhält man für $a_{ü}$ folgende Forderungen:

Tafel 3

Mindestübergangsdämpfung $a_{ü}$ zwischen den Vierdraht-Durchschaltepunkten einer Endamtsleitung (El) bzw. örtlichen Endamtsleitung (OEl)

Bei der Messung im	ZA	HA	KA	(EA)
Bei nicht entdämpfter Gabel $a_{ü} = 2\,a_{min} \geqq$	0,7	0,8	1,0	1,2 N
Bei entdämpfter Gabel $a_{ü} = 2\,a_{min} + 0{,}8\,\text{N} \geqq$	1,5	1,6	1,8	2,0 N

Die Übergangsdämpfung $a_{ü}$ läßt sich aus der Leitungsdämpfung a (einschließlich der Einfügungsdämpfung der Wählübertragungen und Fernleitungsübertrager) und der Gabelfehlerdämpfung a_{F_0}, die bei Abschluß der Leitung mit ihrem Wellenwiderstand erreicht wird, berechnen. Im Gabelpunkt beträgt die Dämpfung des Rückflusses vom offenen Leitungsende $2\,a$, hinzu kommt noch der Rückfluß über die Gabel mit der Fehlerdämpfung a_{F_0}. Die Gabelübergangsdämpfung ist deshalb, wenn man von den Phasenbeziehungen absieht,

$$a_{ü} = \ln \frac{1}{e^{-2a} + e^{-a_{F_0}}} + 2 \cdot 0{,}4\,\text{N}. \qquad (16)$$

Bei verschwindendem Nachbildfehler, also $a_{F_0} = \infty$, müßte die Kabeldämpfung a der Endamtsleitung eines Vierdraht-Knotenamtes mindestens 0,5 N betragen. Bei größerer Kabeldämpfung nimmt die erforderliche Nachbildfehlerdämpfung stark ab (vgl. Tafel 4).

Tafel 4

Mindestwert der Nachbildfehlerdämpfung a_{F_0} als Funktion der Leitungsdämpfung a

a	a_{F_0}
0,5 N	∞
0,55 N	3,3 N
0,6 N	2,7 N
0,7 N	2,1 N

Läßt sich eine Nachbildfehlerdämpfung über 2,1 N nicht erreichen, so erhöht man die Leitungsdämpfung a bis auf 0,7 N durch entsprechende Vergrößerung der Dämpfung in den Vierdrahtzweigen der Gabel (VL_g in Bild 4). Diese Bedingungen für $a_{ü}$ müssen im ganzen von der Vierdrahtleitung übertragenen Frequenzband (300 bis 3400 Hz) erfüllt sein. Ältere Endamtsleitungen sind oft für ein schmaleres Frequenzband bespult, so daß die Nachbildung bei höheren Frequenzen Schwierigkeiten bereitet. Es ist dann notwendig, in die Vierdrahtzweige der Gabel Tiefpaßglieder einzuschalten, die die Gabelübergangsdämpfung bei den höheren Frequenzen im erforderlichen Maße erhöhen.

Die Gabelübergangsdämpfung einer Knotenamtsleitung soll im Hauptamt mindestens 1,6 N betragen. Um dies zu erreichen, muß eine Knotenamtsleitung eine Dämpfung von mindestens 0,5 N haben oder durch Ergänzungsglieder auf diese Dämpfung gebracht werden; auch dann ist noch eine Nachbildung der Knotenamtsleitung mit einer Fehlerdämpfung $a_{F_0} \geqq 2{,}5$ N erforderlich.

Querverbindungsleitungen

Von den möglichen Arten von Querverbindungsleitungen soll hier nur der Fall einer unverstärkten Querverbindung zwischen zwei Knotenämtern behandelt werden. Die Knotenämter mögen vierdrähtig durchschalten. Hier treffen zwei Gabeln aufeinander (Bild 5), die Summe ihrer Dämpfungen ist im Idealfall Null, infolge der Verluste in den Übertragern etwa 0,1 N. Wenn auch hier die größte Dämpfung zwischen zwei Endämtern den Wert von 2,2 N nicht überschreiten soll, so darf die Querverbindungsleitung höchstens 0,6 N Dämpfung haben.

2 Endamtsleitungen	2 × 0,7 N	1,4 N
2 Gabelpaare	2 × 0,1 N	0,2 N
Querverbindungsleitung		0,6 N
	Summe	2,2 N

Querleitungen mit höherer Leitungsdämpfung wird man zweckmäßig mit Endverstärkern (z. B. einfachen Transistorverstärkern) ausrüsten.

D. Auslandsverkehr

Nach den CCITT-Empfehlungen darf die nationale Sendebezugsdämpfung vom Teilnehmer bis zum internationalen Kopfamt 2,1 N und die nationale Empfangsbezugsdämpfung 1,5 N nicht überschreiten. Dabei wird für die zwei internationalen Leitungsabschnitte zusammen eine Restdämpfung von 0,8 N ± 0,2 N zugrunde gelegt. Wird beim Übergang auf die nationale Leitung verstärkt durchgeschaltet, so darf die Verstärkung in die nationale Bezugsdämpfung mit eingerechnet werden.

Wenn man voraussetzt, daß auch die internationalen Leitungen Vierdrahtleitungen sind und vierdrähtig mit der nationalen Leitungskette verbunden werden, erhält man im Höchstfall eine Leitungskette mit 10 bis 11 Abschnitten zwischen den Endämtern. Da eine solche internationale Verbindung zwei bis drei Abschnitte mehr enthält als eine Verbindung innerhalb des Landes, muß die Restdämpfung der Vierdraht-Leitungskette nach Tafel 1 um etwa 0,2 N erhöht werden, um die gleiche Pfeifsicherheit wie im nationalen Netz zu erhalten. Jedes Land wird daher beim Übergang auf eine internationale Leitung nur eine Verstärkung von 0,3 N (nicht 0,8 N/2 = 0,4 N) beanspruchen können. Die Restdämpfungs-

forderungen nach Tafel 1 bleiben dann durch die zusätzliche Restdämpfung der internationalen Fernleitung von 0,2 N erfüllt.

Es wäre aber möglich und in Deutschland zweckmäßig, beim Durchschalten auf die internationale Fernleitung in der Senderichtung mehr zu verstärken als in der Empfangsrichtung, da nur die Summe der sende- und empfangsseitigen Verstärkung für die Pfeifsicherheit der Fernleitungskette maßgebend ist. Man erreicht dadurch, daß die sehr gute Empfangsbezugsdämpfung der deutschen Teilnehmerapparate auch im Verkehr mit dem Ausland zur Wirkung kommt.

Da der Unterschied zwischen der nationalen Sende- und Empfangsbezugsdämpfung nach den CCITT-Empfehlungen 0,6 N, der Unterschied zwischen der deutschen Teilnehmersende- und -empfangsbezugsdämpfung aber 1,05 N beträgt, müßte man beim Übergang auf die internationale Fernleitung in Senderichtung eine Verstärkung von 0,5 N und in Empfangsrichtung von 0,1 N (Mittelwert 0,3 N) vorsehen. Man berechnet dann folgende Werte für die maximale nationale Sende- und Empfangsbezugsdämpfung:

Dämpfungsschwankung der aus sechs Abschnitten bestehenden Vierdraht-Leitungskette vom Hauptamt bis zum fernen Hauptamt

$0{,}2 \cdot \sqrt{6}\,\mathrm{N} = 0{,}49\,\mathrm{N}$

$\frac{2}{6}$ hiervon im deutschen Netz $= 0{,}16\,\mathrm{N}$

	Senderichtung	Empfangsrichtung
deutsche Teilnehmerbezugsdämpfung	1,25 N	0,2 N
Leitungsdämpfung Endamt-Hauptamt (zulässiger Maximalwert)	0,9 N	0,9 N
Anteil der Dämpfungsschwankung, der auf den deutschen nationalen Abschnitt entfällt	0,16 N	0,16 N
Entdämpfung bei der Durchschaltung im internationalen Kopfamt auf deutscher Seite	— 0,5 N	— 0,1 N
deutsche nationale Bezugsdämpfung	1,81 N	1,16 N
zulässig nach CCITT	2,1 N	1,5 N
Reserve	≈ 0,3 N	≈ 0,3 N

Auch hier bleibt also eine Reserve von 0,3 N, die zur Berücksichtigung der zusätzlichen Dämpfung bei Nebenstellenanlagen dienen soll.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 2, FEBRUAR 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Korrelationsmessungen im Kurzwellenbereich

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt und dem Funkamt Frankfurt/Main

Von **J. Großkopf, M. Scholz** und **K. Vogt**

DK 621.317.32.015.34 : 621.396.67

Mit 11 Bildern

Für die Beurteilung der Güte von Diversity-Empfangsanlagen ist eine genaue Kenntnis der Korrelationsverhältnisse zwischen den Empfangsspannungen der Antennenelemente erforderlich. Zu diesem Zweck wurden in einem ersten Meßprogramm die Korrelationskoeffizienten zwischen den Empfangsspannungen zahlreicher Betriebsrhomben der Überseefunkempfangsstelle Eschborn der Deutschen Bundespost gemessen. Die Messungen wurden bei verschiedenen Frequenzen, für verschiedene Abstände der zu vergleichenden Rhombusantennen längs und quer zur Ausbreitungsrichtung und bei verschiedenartigen Übertragungsverhältnissen durchgeführt. Bei dem zweiten Meßprogramm waren die zu vergleichenden Empfangsantennen (aufgestellt auf dem Versuchsgelände des Fernmeldetechnischen Zentralamtes in Darmstadt) horizontale Dipole in gleicher Höhe, die wieder in verschiedenen Abständen längs und quer zur Ausbreitungsrichtung angeordnet wurden. Mit gekreuzten Dipolen wurden auch die Verhältnisse bei Polarisationsdiversity untersucht. Für die Messung des Korrelationskoeffizienten kam ein elektrischer Korrelator zur Anwendung, der in einer späteren Arbeit beschrieben wird.

A. Messungen mit Rhombusantennen

Bei den Messungen auf der Überseefunkempfangsstelle Eschborn wurden die sogenannten Standardrhomben verwendet (Abmessungen: Höhe über Erde 20 m, Seitenlänge 115 m, halber stumpfer Winkel 75°), deren Abstände, bezogen auf die Einspeisungspunkte längs und quer zur Ausbreitungsrichtung — D_L und D_Q —, aus Tafel 1 ersichtlich sind.

Tafel 1. Antennenabstände in m

D_Q	D_L
190	93
210	168
420	375
568	542
750	856
980	
1190	
1400	

Die beobachteten Stationen mit ihren Frequenzen und Entfernungen sind in Tafel 2 zusammengestellt.

Tafel 2

Beobachtungszeitraum	Station	Standort	Frequenz kHz	Entfernung km
29.4.—31.5.57	MSF	Rugby	10000	800
29.4.—31.5.57	WWV 15	Washington	15000	6500
29.4.—31.5.57	WWV 20	Washington	20000	6500
2. 5. 57	BBC	Daventry	21470	700

Die Untersuchungen wurden nach den folgenden Programmpunkten durchgeführt:

1. Messung des Korrelationskoeffizienten (KK) r bei festem Antennenabstand in Abhängigkeit von dem Beobachtungszeitintervall.

2. Bestimmung der statistischen Verteilung des KK bei festem Antennenabstand und festem Zeitintervall über längere Beobachtungszeiträume.
3. Abhängigkeit des Medianwertes des KK von der Feldstärke zur Ermittlung seiner Abhängigkeit bei verschiedenen Ausbreitungsbedingungen:
   a) bei normaler Reflexion (Frequenz im Übertragungsfrequenzbereich),
   b) bei Streustrahlung (Frequenz oberhalb des Übertragungsfrequenzbereiches),
   c) bei Übergangszeiten.
4. Abhängigkeit des Medianwertes des KK unter Berücksichtigung der Ergebnisse unter 1. bis 3. vom Antennenabstand:
   a) längs der Ausbreitungsrichtung,
   b) quer zur Ausbreitungsrichtung.
5. Abhängigkeit des Medianwertes des KK unter Berücksichtigung der Ergebnisse unter 1. bis 4. von der Frequenz.

Zu 1. Als günstigste Integrationszeit ergab sich ein Intervall von 5 min. Diese Zeit ist nach unten durch die niedrigste Schwundfrequenz, nach oben durch das Auftreten langsamer Änderungen des Medianwertes der Feldstärke begrenzt.

Zu 2. Beispiele für die statistische Verteilung des gemessenen KK gibt das Bild 1 a bis i. Die Zahl der Messungen, auf Grund deren die Verteilungskurven ermittelt wurden, betrug im Mittel 20. Die Form der Verteilungskurven ist sehr wesentlich durch die Tatsache bedingt, daß der KK definitionsgemäß nur zwischen den Werten + 1 und — 1 schwanken kann. Durch eine einfache Transformation läßt sich die Verteilungskurve in eine näherungsweise normale Verteilung überführen und auf diese Weise eine einfachere statistische Deutung erreichen. Das gilt besonders für die KK, die sich nur wenig von 1 unterscheiden. Die Transformation ist durch die Beziehung

$$z = \frac{1}{2} \ln \frac{1+r}{1-r}$$

gegeben. Man sieht sofort, daß diese Transformation die Werte $r = 0, +1$ und -1 in die Werte $z = 0, +\infty$ und $-\infty$ überführt. In Bild 1 a bis i sind die transformierten Verteilungen mit eingetragen. Man erkennt, daß nunmehr alle Verteilungen in guter Näherung einer normalen Verteilung entsprechen. Die diesen Verteilungskurven entnommenen Medianwerte und Streubereiche sind in Bild 2, 3 und 4 eingetragen.

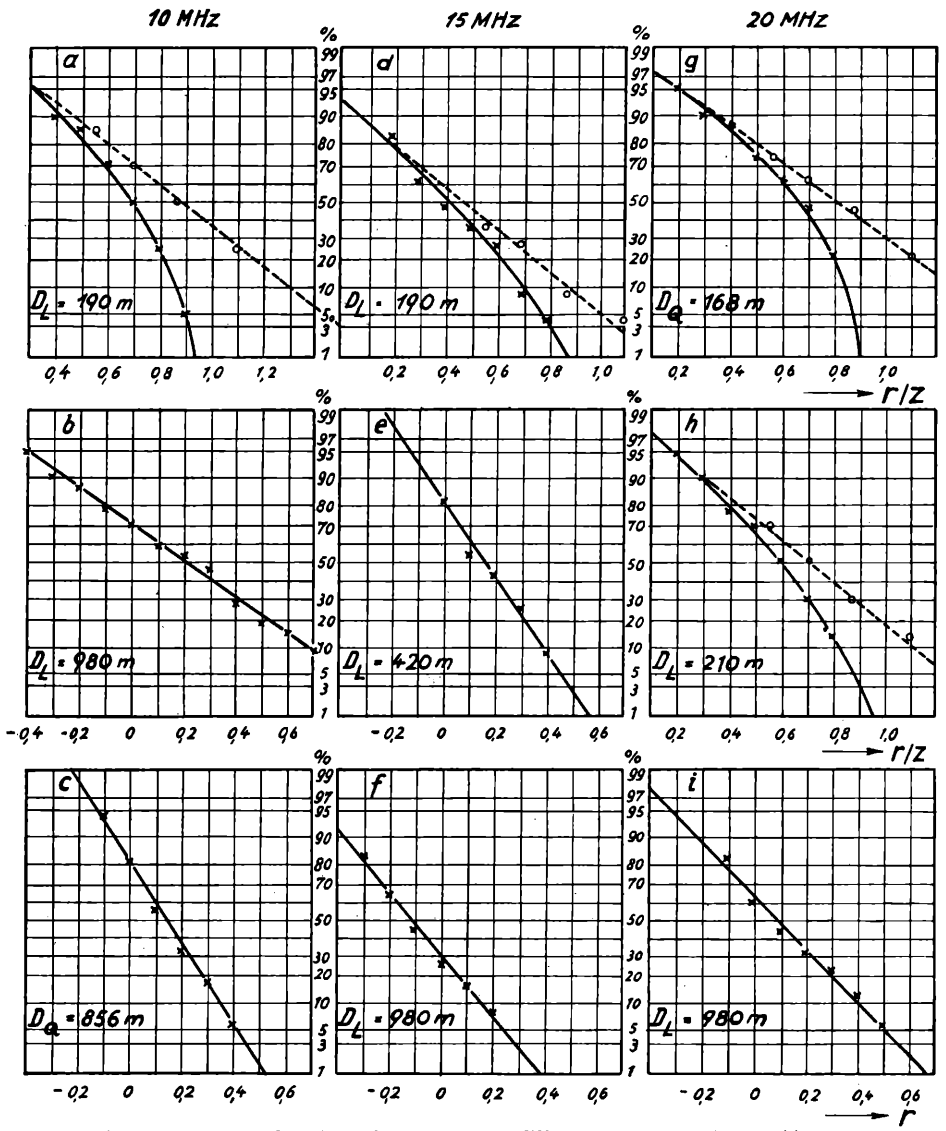


Bild 1. Statistische Verteilung des gemessenen KK r (ausgezogene Kurven: ×) bzw. der transformierten z-Werte (gestrichelte Kurven: o) bei 10, 15 und 20 MHz

Zu 3. Solange die Übertragungsfrequenz im Übertragungsfrequenzbereich bleibt, ist ein Zusammenhang zwischen der Amplitude der Feldstärke und dem KK nicht festzustellen. Erst wenn die Frequenz den Übertragungsbereich überschreitet, werden die KK bei unverändertem Antennenabstand wesentlich kleiner. Z. B. wurde bei einer Frequenz von 20 MHz, bei einem Antennenabstand D_L von 190 m und normaler Reflexion ein Medianwert des KK von 0,67 gemessen, während bei Streustrahlung (Sender Daventry auf 21 470 kHz, siehe Tafel 2) das gleiche Antennenpaar einen KK von Null lieferte. Auch in den Übergangszeiten hat nur die Frequenzlage einen Einfluß auf die Größe des KK.

Zu 4. Die Bilder 2, 3 und 4 zeigen die Abhängigkeit des KK vom Abstand der Antennen längs und quer zur Ausbreitungsrichtung für die drei Frequenzen 10, 15 und 20 MHz. Die ausgezogenen Kurven verbinden die 50 %-Werte des KK, die 10 %- und 90 %-Werte sind durch senkrechte Striche gekenn-

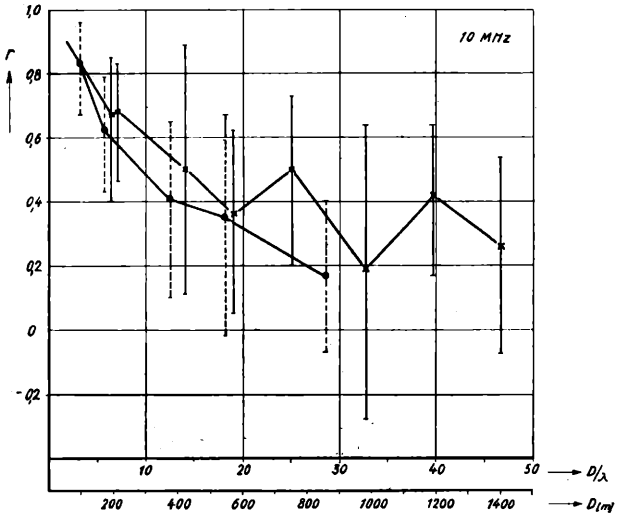


Bild 2. Abhängigkeit des KK r vom Antennenabstand D bei 10 MHz
•: Medianwert von r, Antennen quer zur Ausbreitungsrichtung
×: Medianwert von r, Antennen längs der Ausbreitungsrichtung
Senkrechte Striche: Streuung von $r = r\,(10) - r\,(90)$

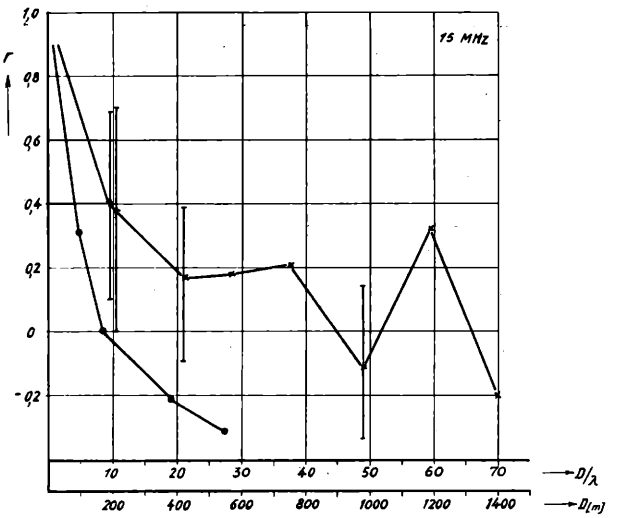


Bild 3. Abhängigkeit des KK r vom Antennenabstand D bei 15 MHz

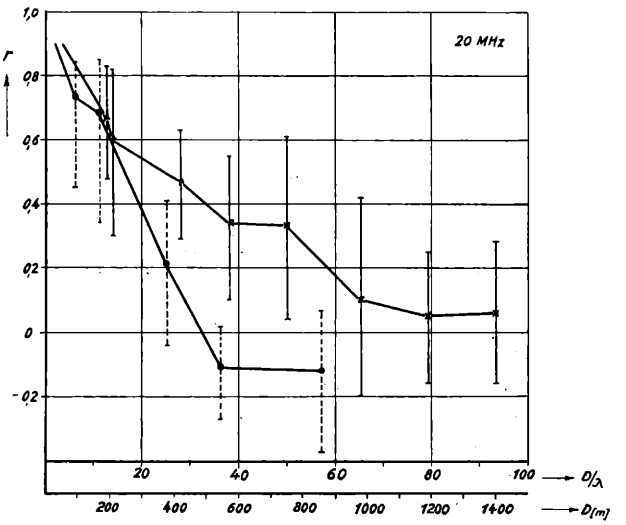


Bild 4. Abhängigkeit des KK r vom Antennenabstand D bei 20 MHz

zeichnet. Es war zu erwarten, daß der KK in Querrichtung schneller abfallen würde als in Längsrichtung, was auch durch die Bilder 2, 3 und 4 bestätigt wird. Der wesentlich schnellere Abfall der Kurven bei 15 MHz ist darauf zurückzuführen, daß diese Frequenz während der Beobachtungszeit als Übergangsfrequenz mit einem wesentlichen Anteil von Streustrahlung anzusehen war. Für die Diversityaufstellung von Antennen ist die Queraufstellung auf jeden Fall wirksamer als die Längsaufstellung, bezogen auf gleichen Abstand.

Zu 5. Werden die Meßergebnisse für die Medianwerte des KK bei den Frequenzen 10 und 20 MHz (s. Bild 2 und 4), die beide im Übertragungsfrequenzbereich liegen, in Abhängigkeit von dem auf die Wellenlänge

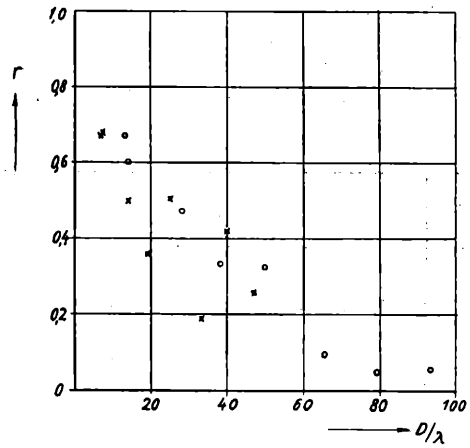


Bild 5. Abhängigkeit des KK r von D/λ längs der Ausbreitungsrichtung
×: Medianwert von r bei 10 MHz
o: Medianwert von r bei 20 MHz

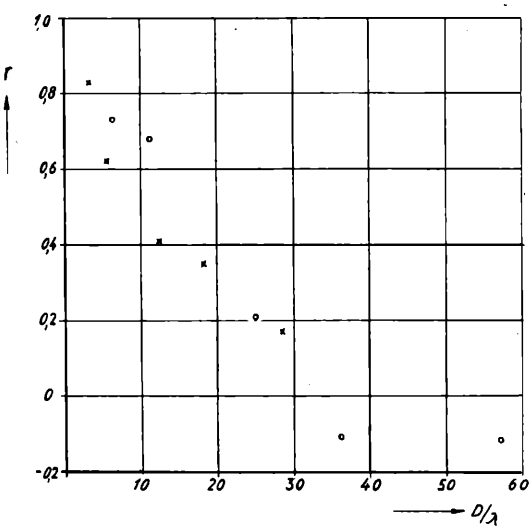


Bild 6. Abhängigkeit des KK r von D/λ quer zur Ausbreitungsrichtung
×: Medianwert von r bei 10 MHz
o: Medianwert von r bei 20 MHz

bezogenen Antennenabstand D/λ aufgetragen, so ergeben sich die Bilder 5 und 6 für die Antennenaufstellung längs und quer zur Ausbreitungsrichtung. Aus dem Verlauf der beiden Punktreihen läßt sich folgern, daß bei normalen Ausbreitungsbedingungen der KK als Funktion von D/λ im wesentlichen unabhängig von der Empfangsfrequenz ist. In Abhängigkeit von D zeigt sich aber die Abhängigkeit von der Frequenz, die nach den bekannten Vorstellungen über die unregelmäßige Struktur der Ionosphäre zu erwarten ist. Die in Abschnitt B, s. Bild 7, gefundene Abhängigkeit des KK vom Senderabstand war hier bei der Streuung der Meßwerte nicht zu bemerken.

Man kann nun zeigen, daß eine Korrelation der Empfangsspannungen zweier Diversityantennen von 0,5 noch keine praktisch spürbare Empfangsverschlechterung gegen den optimalen Fall der Korrelation Null

ergibt [1]. Aus Bild 5 läßt sich danach ein Diversityabstand längs der Ausbreitungsrichtung von 20 D/λ, aus Bild 6 ein Diversityabstand quer zur Ausbreitungsrichtung von 10 D/λ entnehmen.

B. Messungen mit Dipolantennen

Zu den Messungen auf dem Versuchsgelände des Fernmeldetechnischen Zentralamts in Darmstadt wurden $\lambda/2$-Dipole in einer Höhe von 9 m über Erde verwendet. Die Antennenabstände quer zur Ausbreitungsrichtung lagen zwischen 0,5 und 11,6 λ, längs der Ausbreitungsrichtung stand nur die Entfernung 2 λ zur Verfügung. Die beobachteten Stationen sind in Tafel 3 zusammengestellt.

Tafel 3

Beobachtungszeitraum	Station	Standort	Frequenz kHz	Entfernung km
6.6.—31.7.56	BBC	Daventry	15110	750
6.6.—31.7.56	WWV 15	Washington	15000	6500
6.6.—31.7.56	Voice of Canada	Sackville	15090	5800
6.6.—31.7.56	BBC	Daventry	21550	750

Die Integrationszeit war wie im Abschnitt A 5 min. Die Verteilungskurven sind nach vorangegangener Transformation normal. Es wurde auch hier weniger eine Abhängigkeit von der Feldstärke als von dem vorliegenden Ausbreitungsmodus beobachtet.

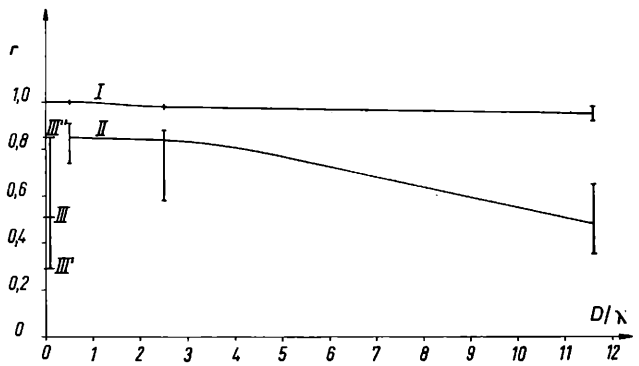


Bild 7. Abhängigkeit des KK r von D/λ (quer zur Ausbreitungsrichtung) und der Senderentfernung bei normalen Übertragungsbedingungen im 15-MHz-Bereich
I: Daventry, 750 km
II: Washington und Sackville, etwa 6000 km
III, III', III'': 50 %-, 90 %- und 10 %-Werte des gemessenen KK r bei gekreuzten Empfangsantennen (Antennenebene senkrecht zur Ausbreitungsebene, Höhe über Erde 9 m, Sender Daventry)
Jeder Meßpunkt etwa 15 bis 25 Werte, Beobachtungszeitraum: Juli 1956

Das Bild 7 zeigt zunächst ein Beispiel für die langsame Abnahme des KK mit dem Antennenabstand quer zur Ausbreitungsrichtung bei normaler Strahlung. Kurve I gilt für die Empfangsfeldstärke eines relativ nahen Senders (BBC — 750 km), die Kurve II faßt die Messungen der Überseestationen WWV — Washington und Sackville (Kanada) zusammen, die auf benachbarten Frequenzen arbeiten, s. Tafel 3. Es hat danach den Anschein, daß der KK bei fernen Sendern mit wachsendem Antennenabstand schneller absinkt. Die senkrechten Linien geben die kleinsten und größten Werte für den jeweils gemessenen KK an. Das Bild 8 zeigt für den BBC-Sender (15,11 MHz) den Verlauf des KK mit dem Antennenabstand bei überwiegender Streustrahlung. Das Ergebnis einer weiteren Meßreihe unter gleichen Bedingungen zu einem späteren Zeitpunkt (ein Monat) zeigt das Bild 9. Beide Bilder lassen erkennen, daß der KK für Streustrahlung wesentlich kleiner ist als für normale Reflexion, vgl. Abschnitt A. Dabei ist noch zu bemerken, daß durch gleichzeitige Beobachtung der Registrierstreifen und des jeweiligen Medianwertes der Feldstärken sehr gut zwischen den beiden Ausbreitungsmoden unterschieden werden konnte, so daß die

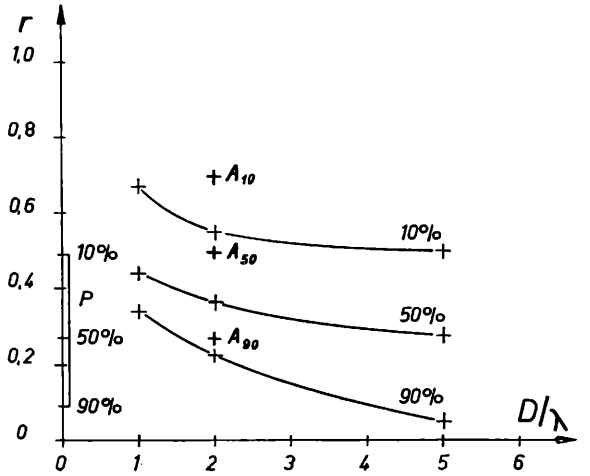


Bild 8. Abhängigkeit des KK r von D/λ (quer und längs) bei Streustrahlung
(Streustrahlung: schneller Schwund, F etwa 35 bis 40 db unter F_{normal})
A_{10}, A_{50} und A_{90}: 10 %-, 50 %- und 90 %-Werte für Antennen in Ausbreitungsrichtung
Beobachtungszeitraum: 6. bis 19. Juni 1956, 11.30 bis 16.00 Uhr MEZ
Sender: Daventry 15,11 MHz, 750 km

D_Q/λ	1	2	5	quer zur Ausbreitungsrichtung
n	40	20	40	
D_L/λ		2		längs der Ausbreitungsrichtung
n		25		
D/λ	0			Polarisations-Diversity
n	32			

n: Anzahl der Meßwerte für jede Meßreihe

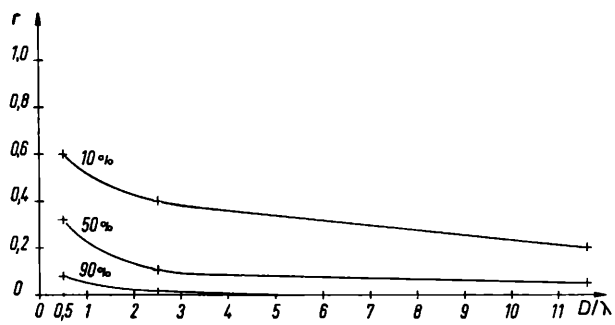


Bild 9. Abhängigkeit des KK r von D/λ (quer) bei Streustrahlung, gleiche Meßbedingungen wie in Bild 8
Beobachtungszeitraum: Juli 1956, 13.00 bis 16.30 Uhr MEZ

Zuordnung des gemessenen KK zum Streumodus einerseits sowie zum Reflexionsmodus andererseits sehr sicher schien. Darüber hinaus muß jedoch aus dem Verlauf des KK der beiden Bilder 8 und 9, der nach großen Abständen hin eine asymptotische Näherung an einen endlichen Wert des KK zeigt, geschlossen werden, daß in beiden Fällen sowohl Streustrahlung als auch normale Strahlung gleichzeitig vertreten sind. Die genaue Analyse der KK-Kurven ergibt einen Prozentsatz von 64 % für die Intensität der Streustrahlung und von 36 % für die Normalstrahlung, s. Bild 10. Dabei zeigt die Kurve I die gemessene Abhängigkeit des KK von D/λ

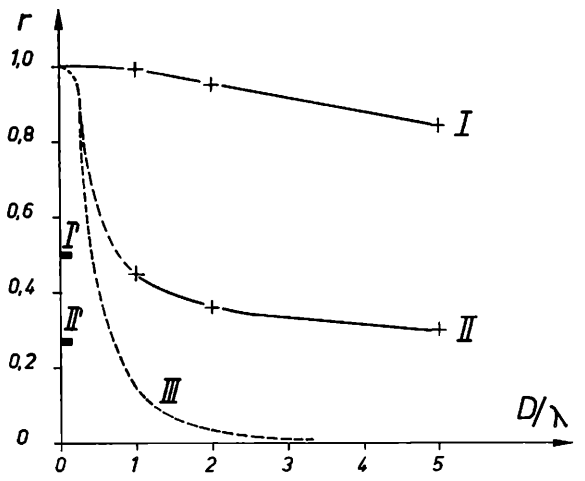


Bild 10. Abhängigkeit des KK r von D/λ (quer) bei unterschiedlichen Übertragungsbedingungen:
I: bei überwiegend normaler Strahlung
II: bei überwiegender Streustrahlung
III: reine Streustrahlung, gewonnen aus I und II
I′: Polarisations-Diversity bei Normalstrahlung
II′: Polarisations-Diversity bei Streustrahlung
Sender: Daventry 15,11 MHz, 750 km

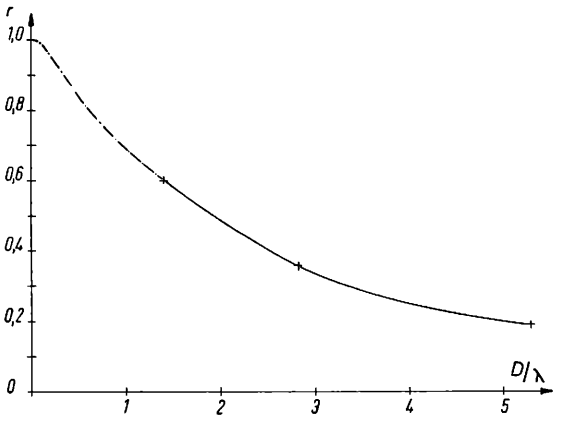


Bild 11. Abhängigkeit des KK r von D/λ (quer) bei Streustrahlung
Sender: Daventry 21,55 MHz, 750 km
Medianwertkurve aus je 5 Messungen

bei normaler Strahlung, Kurve II die gemessene Abhängigkeit bei überwiegender Streustrahlung. Die Kurve III wurde rechnerisch aus I und II ermittelt und stellt die Abhängigkeit des KK von D/λ für den Fall reiner Streustrahlung dar. Bild 11 zeigt noch die Verhältnisse bei nahezu reiner Streustrahlung.

Es wurden noch Versuche über die Korrelation zwischen den Empfangsspannungen gekreuzter Dipole, beide senkrecht zur Ausbreitungsrichtung, durchgeführt. Diese Antennenanordnung entspricht dem sogenannten Polarisationsdiversity. Das Ergebnis dieser Messungen ist in den Bildern 7, 8 und 10 mit eingetragen. Man erkennt, daß der Medianwert des KK bei gekreuzten Antennen etwa demjenigen einer Anordnung in Querlage der Antennen von $> 11\,\lambda$ Abstand bei normaler Strahlung ferner Sender und von $5\,\lambda$ bei überwiegender Streustrahlung entspricht.

Zusammenfassung

Die an Rhombus- und Dipolantennen durchgeführten Messungen der Korrelation der Empfangsspannungen führen zu den folgenden Ergebnissen:

1. Die statistische Verteilung des Korrelationskoeffizienten (KK) über einen längeren Beobachtungszeitraum ergibt nach der z-Transformation von *R. A. Fisher* eine normale Verteilung.
2. Der KK ist bei festem Antennenabstand im wesentlichen nur vom Ausbreitungsmodus abhängig.
3. Der KK fällt bei Aufstellung der Antennen quer zur Ausbreitungsrichtung schneller ab als bei Aufstellung längs der Ausbreitungsrichtung.
4. Der KK bei gekreuzten Antennen (Polarisations-Diversity) wird in Beziehung zu einem äquivalenten Längs- und Querabstand zweier Antennen gesetzt.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *G. L. Grisdale, J. G. Morris, D. S. Palmer,* Fading of Long-Distance Radio Signals and a Comparison of Space- and Polarization-Diversity Reception in the 6—18 Mc/s Range. Proc. I. E. E. Part B (Januar 1957), S. 39—51.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 2, FEBRUAR 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Trägerfrequente Durchschaltung von Fernseh-Kabelleitungen nach CCIF*)

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Von **R. Hoffmann**, Darmstadt

Mit 4 Bildern

DK 621.397.743

1. Einleitung

Bisher wurden seit der Wiederaufnahme des Fernsehrundfunks nach dem zweiten Weltkrieg in Deutschland die Fernsehprogramme über große Entfernungen lediglich mit Hilfe von Richtfunkstrecken übertragen. Kabelstrecken wurden nur für kürzere Verbindungen innerhalb der Städte oder zu benachbarten Sendern eingesetzt [1]. Die erste Fernkabelverbindung nach dem Kriege ist im Juli 1957 zwischen dem Fernsehstudio München-Freimann und dem Fernsehsender Dillberg bei Nürnberg in Betrieb genommen worden. Das dabei angewandte Übertragungsprinzip ist von *K. Barthel* bereits ausführlich beschrieben worden [2].

Die 3. Studienkommission des CCIF (Comité consultatif international de téléphonie) hat nun auf ihren Tagungen im März und November 1956 in Genf u. a. Fragen behandelt, die solche Übertragungen von Fernsehsignalen auf Koaxialkabeln betreffen. Für einige Fragen sind endgültige Antworten ausgearbeitet worden, die von der 18. Vollversammlung des CCIF im Dezember 1956 in Genf gebilligt worden sind und in den neuen Band „III bis" des Grünbuchs als Empfehlungen übernommen werden sollen [3]. Im folgenden wird ein kurzer Überblick über die hiernach vereinbarten Eigenschaften und Daten von Systemen und Koaxialkabeln für Fernseh-Übertragungen gegeben.

2. Endeinrichtungen

Unbeschadet eines später noch zu vereinbarenden Systems mit 12 MHz Bandbreite, das eine große Anzahl von Fernsprechkanälen und einen Fernsehkanal gleichzeitig übertragen soll, wird zunächst ein System mit einer Bandbreite für nur einen Fernsehkanal empfohlen. Um an Frequenzband zu sparen, wendet man die Restseitenband-Übertragung an. In diesem System hat der Träger eine Frequenz von 1,056 MHz mit einer Toleranz von ± 5 Hz; er ist in die Frequenzlücke zwischen zwei Übergruppen des Fernsprechsystems V 960 gelegt worden, um irgendwelche Störungen auf eine benachbarte Anlage dieser Art zu vermeiden. Der Träger wird in der Amplitude moduliert; man überträgt dann im Bereich von 0,5 ... 4 bzw. 6 MHz für die 405- bzw. 625-Zeilen-Norm das obere und einen Rest des unteren Seitenbandes (Bild 1). Weitere Daten sind für die englische 405-Zeilen-Norm bereits im Band III des Grünbuchs auf Grund der Empfehlungen der 17. Vollversammlung des CCIF vom Oktober 1954 enthalten. Die folgenden Angaben beschränken sich auf die Norm mit 625 Zeilen/5 MHz und die belgische Norm mit 819 Zeilen. Für die französische Norm mit 819 Zeilen wurden bisher keine Daten angegeben.

Der Modulationsgrad des Trägers von 1056 kHz soll, um einen guten Störabstand zu erzielen, größer als 100 % sein, und zwar derart, daß die Amplituden der Trägerumhüllenden für den Weißwert und den Austastwert gleich groß werden (Bild 2). Das Übermodulationsverhältnis (ECR = excess carrier ratio), d. h. das Verhältnis der halben Gesamtamplitude der Trägerumhüllenden (0,719 V) zur Amplitude des darin enthaltenen Videosignals (1,106 V), wird dann ECR = 0,65 [2, 4]. Die Gleichstromkomponente der mittleren Bildhelligkeit wird mitübertragen. Die in Bild 2 b angegebenen Spannungswerte sollen am Modulatorausgang und am Demodulatoreingang erscheinen, wenn an den Modulatoreingang das CCIF-Prüfsignal Nr. 2 (Bild 2 a) angelegt wird. Die Spannung von 0,387 V_{sn} entspricht dabei einer Leistung von 1 mW an 75 Ohm.

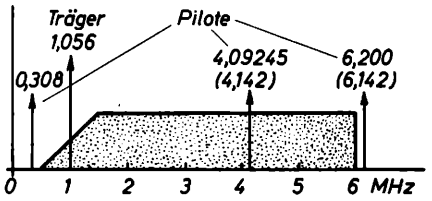


Bild 1. Frequenzplan beim Koaxialkabel-System für 625 Zeilen nach CCIF

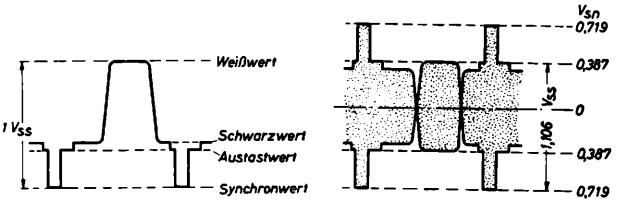


Bild 2. a) Videosignal (CCIF-Prüfsignal Nr. 2); b) Trägerfrequenzsignal für ECR = 0,65

Wie bereits erwähnt, wird auf der Strecke der Träger von 1056 kHz mit dem oberen und einem Rest des unteren Seitenbandes übertragen. Über den Frequenzgang der hierzu benötigten Einseitenbandfilter konnte man sich noch nicht einigen. Es ist lediglich vereinbart worden, daß der Frequenzgang durch zwei gleiche Filter, eines im Modulator und eines im Demodulator, gebildet werden soll.

Offen ist noch die Frage, wie die für den hypothetischen Fernseh-Bezugskreis von 2500 km nach CCIF im ganzen zulässigen Rausch- und Interferenzstörungen auf die Endeinrichtungen und die Trägerfrequenz-Leitung aufgeteilt werden sollen.

3. Leitungsverstärker

Für die in etwa 9 km Abstand eingesetzten entzerrenden Kabelverstärker der TF-Leitung sind vom CCIF noch keine endgültigen Empfehlungen herausgegeben worden. Für die 625-Zeilen-Norm wird lediglich auf einen Vorschlag der Deutschen Bundesrepublik verwiesen, der folgende Eigenschaften empfiehlt:

Bei einer Leistung der Trägerwelle 1056 kHz am Ausgang des mit 75 Ohm abgeschlossenen Leitungsverstärkers von 1 mW — entsprechend den gleichen trägerfrequenten Aus- und Eingangsleistungen der Modulatoren und Demodulatoren (siehe unter 2.) — soll die Klirrdämpfung für die 2. Harmonische mindestens 60 db

*) Erweiterte Fassung eines Vortrags, gehalten auf der 5. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft in Berlin.

(6,9 N) und für die 3. Harmonische mindestens 75 db (8,6 N) betragen.

Der absolute Pegel der höchsten Nutzleistung, gemessen mit einer Frequenz von 1056 kHz, soll mit Rücksicht auf die Preemphasis der hohen Frequenzen nicht kleiner als 22 db (2,5 N) sein. Dies ist die Ausgangsleistung, für die eine Erhöhung um 1 db (0,115 N) einem Anwachsen des absoluten Leistungspegels der 3. Harmonischen um 20 db (2,3 N) entspricht.

Entsprechend einem Verstärkerabstand von etwa 9 ... 9,5 km soll die Verstärkung der gesamten Einrichtung eines Zwischenamtes bei der höchsten zu übertragenden Frequenz von 6,2 MHz 57 db (6,6 N) betragen.

Das durch die Röhren und sonstigen Schaltelemente verursachte Grundgeräusch eines Leitungsverstärkers soll höchstens um 6 db (0,7 N) über dem durch die Eingangsschaltung allein bedingten thermischen Rauschen liegen.

Für die Ein- und Ausgänge der Leitungsverstärker hat das CCIF für die 405- und die 625-Zeilen-Norm die vorläufige Empfehlung herausgegeben, daß die Anpassungsdämpfung, bezogen auf einen reellen Widerstand von 75 Ohm, bei 1056 kHz mindestens 20 db (2,3 N) betragen soll und von diesem Wert bis auf 15 db (1,7 N) bei 0,5 und 4 bzw. 6 MHz abfallen darf. Diese Werte sind so gewählt worden, daß der Mitfluß, der durch mehrfache Reflexionen zwischen den inneren Ungleichmäßigkeiten der Koaxialkabel und den Ein- und Ausgängen der Verstärker entsteht, im übertragenen Fernsehbild nicht mehr stört [5]. Für die Mitflußdämpfung zwischen zwei aufeinanderfolgenden Verstärkern wird ein Wert von etwa 70 db (8,1 N) bei der Trägerfrequenz gefordert. Für das weitere Studium dieser Anpassungsbedingungen wird auf Berechnungsmethoden und Vorschläge verschiedener Verwaltungen und Gesellschaften hingewiesen, die im Band I des Grünbuchs wiedergegeben sind.

4. Piloten

Für die selbsttätige Nachregelung der Verstärkung und Entzerrung sowie für die Überwachung der Trägerfrequenzleitung sind drei Pilotfrequenzen vorgesehen. Eine endgültige Einigung konnte für die Norm mit 625 Zeilen/5 MHz und die belgische Norm mit 819 Zeilen zunächst nur für den unteren Piloten mit 308 kHz erzielt werden. Für den mittleren Piloten sind 4092,45 und 4142 kHz und für den oberen 6142 und 6200 kHz vorgeschlagen worden (Bild 1). Da der mittlere Pilot innerhalb des übertragenen Fernsehbandes liegt, muß seine Frequenz mit Rücksicht auf etwaige Interferenzstörungen im Fernsehbild sehr sorgfältig gewählt werden. Auch die Lage eines späteren Farbträgers und seiner Seitenbänder sollte dabei berücksichtigt werden. Es kommt also nur eine Lage zwischen den durch die Vielfachen der Zeilenfrequenz erzeugten Spektrallinien der Schwarz-Weiß-Information einerseits und des Farbsignals andererseits in Betracht.

Die Piloten sollen am Eingang des Sendeverstärkers, also nach dem Punkt C in Bild 3, eingespeist und am Ausgang des letzten Leitungsverstärkers, also vor dem Punkt D, gesperrt werden.

Offen ist noch die Frage, wie man die Piloten behandeln soll, wenn zwei TF-Leitungen verschiedener Konstruktion, z. B. an einem Grenzübergang, miteinander verbunden werden sollen. Damit die durch die Piloten geregelten Leitungsabschnitte nicht zu kurz werden, da

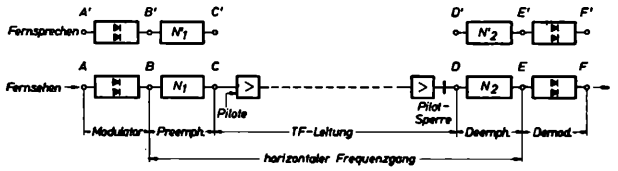


Bild 3. Schema einer Fernseh-Kabelleitung nach CCIF
A und F: Videofrequente Verbindungspunkte
B und E: Trägerfrequente Fernseh-Verbindungspunkte
B' und E': Trägerfrequente Fernsprech-Verbindungspunkte
C und D: Umschaltpunkte von Fernsehen auf Fernsprechen

sich dies ungünstig auf die Stabilität der Gesamtleitung auswirken würde, und damit die Anzahl der Pilot-Sperrfilter nicht zu groß wird, soll angestrebt werden, die Piloten über die Grenzen unmittelbar, d. h. ohne Sperrung und Wiedereinführung im Grenzamt, zu übertragen. Für diesen Fall müssen außer den Pilotfrequenzen und ihren Toleranzen auch die Pilotpegel für die Durchschaltepunkte (B und E) noch vereinbart werden. Dabei ist zu beachten, daß die TF-Leitungen verschiedener Konstruktion im allgemeinen unterschiedliche Frequenzgänge der Pre- und Deemphasis aufweisen (siehe Abschnitt 5). Am Grenzübergang muß daher die Preemphasis der ankommenden Leitung durch ein zugehöriges Deemphasisglied kompensiert werden; in die weitergehende Leitung wird die ihr eigene Preemphasis neu eingeführt.

5. Verteilerpunkte

Die Zusammenschaltung von Trägerfrequenzleitungen sowie die Verbindung zwischen TF-Leitungen und den Modulatoren und Demodulatoren soll nur an sogenannten „Trägerfrequenten Fernseh-Verbindungspunkten" geschehen (B und E im Bild 3). Zwischen diesen Punkten soll der Frequenzgang der TF-Leitungen im ganzen übertragenen Frequenzband horizontal verlaufen, d. h. etwaige Preemphasis- und Deemphasis-Netzwerke N_1 und N_2 werden den TF-Leitungen fest zugeordnet und sind als Bestandteil dieser Leitungen zu betrachten, da der jeweils gewählte Frequenzgang der Preemphasis von der jeweiligen Konstruktion des TF-Leitungssystems zwischen den Punkten C und D abhängt. Für diese Netzwerke wurden deshalb auch keine Empfehlungen herausgegeben.

Das gleiche Prinzip gilt für den Fall der Übertragung von Fernsprechkanälen an Stelle des Fernsehbandes. An den Punkten C und D wird lediglich auf die Fernsprech-Endeinrichtungen einschließlich etwaiger andersartiger Pre- und Deemphasis-Netzwerke N_1' und N_2' umgeschaltet. B' und E' sind dann analog die „Trägerfrequenten Fernsprech-Verbindungspunkte". Der Frequenzgang zwischen diesen Punkten verläuft wiederum horizontal. Man rechnet damit, 15 Fernsprech-Übergruppen übertragen zu können, die die CCIF-Bedingungen erfüllen würden. Die genaue Anzahl soll noch durch weiteres Studium ermittelt werden.

Der Nennwert der Ein- und Ausgangswiderstände an den Punkten B und E (Bild 3) soll 75 Ohm sein; für die Rückflußdämpfung werden 24 db (2,8 N), bezogen auf einen reellen Widerstand von 75 Ohm, zugelassen. Die gleichen Werte sind für die Video-Ein- und Ausgangspunkte A und F bereits früher für Fernsehleitungen jeglicher Art festgelegt worden.

6. Meßverfahren für die Endeinrichtungen

Neben den allgemeingültigen Video-Meßverfahren für die Messungen zwischen Modulatoreingang und De-

modulatorausgang [6] sind für die Messungen auf der trägerfrequenten Seite des Systems keine bindenden Methoden vorgeschrieben worden. Es sind lediglich Hinweise gegeben worden, daß man den Modulationsgrad sowie die Spannungen am Modulatorausgang und am Demodulatoreingang (Punkte B und E in Bild 3) z. B. mit Hilfe eines Oszillographen messen kann.

Der Rauschanteil des Modulators kann z. B. in folgender Weise bestimmt werden: Ein- und Ausgang des Modulators werden mit 75 Ohm abgeschlossen. Der Modulator wird so eingeregelt, daß an seinem Ausgang der Träger mit einer Leistung von 1 mW erscheint. Die Rauschleistung wird dann mit Hilfe eines selektiven Meßgerätes bestimmt und das Meßergebnis auf die videofrequente Bandbreite umgerechnet. Analog wird das Rauschen des Demodulators ermittelt, indem man dem Eingang 1 mW Trägerleistung zuführt und wiederum am Ausgang selektiv mißt. Diese Methode kann auch zur Messung definierter Störfrequenzen benutzt werden.

7. Koaxialkabel

Für das zuvor beschriebene Fernsehsystem sowie für die Vielband-Fernsprechsysteme soll ein Koaxialkabel mit folgendem Aufbau verwendet werden: Innenleiter aus Kupfer von 2,6 mm ϕ, Außenleiter aus Kupferband von 0,25 mm Stärke, Innendurchmesser des Außenleiters 9,5 mm. Die mittlere Dielektriktizitätskonstante des Isolators, der sich aus einem gasförmigen und einem festen verlustarmen Stoff zusammensetzt, soll ausreichend klein sein, um die Anforderungen an die Übertragungseigenschaften erfüllen zu können. Als Schutz gegen Nebensprechen sind zwei schraubenförmig um den Außenleiter gewickelte Eisenbänder vorteilhaft.

Für die Fabrikationslängen einerseits und die Verstärkerfeldlängen andererseits sind die folgenden Werte vereinbart worden.

a) Fabrikationslängen

Der reelle Anteil des Wellenwiderstandes Z bei 2,5 MHz soll um nicht mehr als 1 Ohm von dem Nennwert 75 Ohm abweichen; er wird aus einer optimal angepaßten Nachbildung ermittelt.

Die zur Vermeidung störenden Mitflusses geforderte Regelmäßigkeit des Wellenwiderstandes wird mit Hilfe von Impulsen gemessen, die auf den Eingang des Kabels gegeben werden und deren Echos, die infolge der inneren Ungleichmäßigkeiten des Kabels zurücklaufen, am Eingang beobachtet werden [7]. Die Meßimpulse sollen annähernd die Gestalt einer Sinusquadrat-Funktion mit einer Halbwertsdauer von weniger als 0,1 µs haben.

Das stärkste Echo, das man so feststellt, soll um wenigstens 5,8 N (50 db) gegenüber dem ausgesandten Impuls gedämpft sein. Mindestens 95 % der untersuchten Koaxialkabel sollen sogar eine Echodämpfung von wenigstens 6,2 N (54 db) aufweisen.

Außerdem wird verlangt, daß höchstens 20 % der in ein Verstärkerfeld eingebauten Längen ein oder mehrere Paare mit Echodämpfungen zwischen 5,8 und 6,2 N (50 und 54 db) enthalten.

Schließlich muß eine der beiden folgenden Bedingungen erfüllt sein:

1. Arithmetischer Mittelwert der drei kleinsten Echodämpfungen eines Paares $\geqq$ 6,3 N (55 db), oder

2. Äquivalente Abweichung $\leqq$ 0,6 Ohm für Fabrikationslängen unter 300 m und $\leqq$ 0,8 Ohm für solche von 300 m und mehr. Die äquivalente Abweichung stellt den Wert einer einzigen Widerstandsabweichung dar, die — vor ein ideales Kabel in Reihe geschaltet — die gleiche Rückflußleistung erzeugen würde wie die Summe der Fehler des untersuchten Kabels.

Auf die für die dielektrische Festigkeit und die Isolationswiderstände empfohlenen Werte soll in diesem Zusammenhang nicht eingegangen werden.

b) Verstärkerfeldlängen

Der mittlere reelle Anteil des Wellenwiderstandes — gemessen an einem vollständigen Verstärkerfeld — soll bei 2,5 MHz um nicht mehr als 1 Ohm vom Nennwert 75 Ohm abweichen. Für den Nennwert genügt die Angabe bei einer einzigen Frequenz, da sich die Werte für andere Frequenzen f oberhalb 1 MHz für das Kabel 2,6/9,5 annähernd aus der folgenden Beziehung berechnen lassen:

$$\frac{Z}{\text{Ohm}} = 74{,}4 + \frac{0{,}95}{\sqrt{f/\text{MHz}}}(1 - \mathrm{j}).$$

Gemessen werden kann mit Sinus- oder Impulsspannungen. Im ersten Fall erhält man den „mittleren reellen Anteil", indem man den Realteil W_r des Eingangs-Scheinwiderstandes frequenzabhängig aufnimmt und eine glatte Mittelwertskurve einzeichnet (Bild 4). Im zweiten Fall entspricht der „mittlere reelle Anteil" dem Realteil der optimal an das Kabel angepaßten Nachbildung.

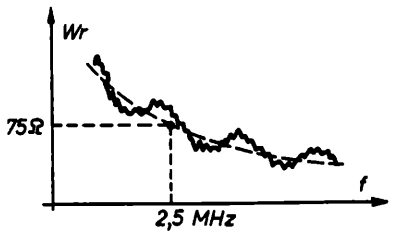


Bild 4. Eingangsscheinwiderstand eines Koaxialkabels

Die Gleichmäßigkeit des Wellenwiderstandes kann ebenfalls aus der frequenzabhängigen Messung nach Bild 4 beurteilt werden, wenn das Kabelende reflexionsfrei abgeschlossen ist. Die Messung muß sich mindestens über den Bereich von 0,5 ... 6,2 MHz erstrecken. Als Maß dienen die Abweichungen der gemessenen Kurven von der eingezeichneten Mittelwertskurve. Für Fernsprechübertragungen liegen die Toleranzen für diese Abweichungen bei ± 3 %; für Fernsehübertragungen sind, da das Problem zur Zeit noch studiert wird, bisher keine Werte festgelegt worden.

Wird die Gleichmäßigkeit des Wellenwiderstandes aus Impulsmessungen beurteilt, dann sollen die Meßimpulse die Form einer Sinusquadrat-Funktion und eine Halbwertsdauer von weniger als 0,2 µs haben. Gemessen wird wiederum am Kabeleingang die Echodämpfung der reflektierten Impulse. Die Dämpfungs- und Phasenverzerrungen, die die Meßimpulse auf ihrem Hin- und Rücklauf erleiden, können entweder durch Rechnung beim Auswerten der Meßergebnisse oder schon bei der Messung mit Hilfe eines automatischen oder handbedienten Entzerrernetzwerkes ausgeglichen werden. Die im folgenden angegebenen Werte gelten teils für Messungen mit und teils für Messungen ohne eine solche Korrektur.

Die Echodämpfung des stärksten reflektierten Impulses muß mit Korrektur $\geqq$ 5,5 N (48 db) sein.

Ferner muß eine der beiden folgenden Bedingungen erfüllt sein:

1. Echodämpfung des stärksten reflektierten Impulses ohne Korrektur $\geqq$ 6,2 N (54 db) und quadratischer Mittelwert für die drei stärksten Echos mit Korrektur $\geqq$ 5,9 N (51 db), oder
2. Äquivalente Abweichung ohne Korrektur $\leqq$ 1 Ohm. Wird die Korrektur angebracht, dann muß die äquivalente Abweichung auf 1 km bezogen werden, indem der Wert durch die Wurzel aus der halben Verstärkerfeldlänge dividiert wird. Dieser auf 1 km bezogene Wert soll dann $<$ 0,8 Ohm sein.

In der Praxis dürften alle vorstehend für die Gleichmäßigkeit der Koaxialkabel angegebenen Toleranzen bei modernen Fertigungsmethoden kaum ausgenutzt werden. Immerhin muß ihre Einhaltung überwacht werden, damit nicht bei künftig einmal vorkommenden Leitungslängen von 2500 km unzulässige Bildstörungen infolge von Mitfluß auftreten.

Die Dämpfungskonstante des Koaxialkabels soll bei 15° C und 2,5 MHz den Wert von 0,47 N/km (4,1 db/km) nicht überschreiten. Muß auf andere Temperaturen umgerechnet werden, so beträgt die Dämpfungsänderung 0,21 % pro ° C der Temperaturabweichung.

Der Abstand zwischen Nutzsignal und Störsignal infolge Fernnebensprechens zwischen zwei Koaxialpaaren eines Kabels soll bei allen Frequenzen des übertragenen Bandes mindestens 9,8 N (85 db) betragen. Da die Werte für das Nahnebensprechen erfahrungsgemäß höher liegen als die für das Fernnebensprechen, brauchen für sie keine Pflichtwerte festgelegt zu werden. Praktisch hat man für das Nahnebensprechen eines Verstärkerfeldes von etwa 9 km Länge Werte a_n erzielt, die sich in Abhängigkeit von der Frequenz f aus folgender empirischer Formel ergeben:

$$\underset{\text{Neper}}{a_n} = 9{,}2 + 5{,}8 \sqrt{\frac{f}{\text{MHz}}}$$

oder

$$\underset{\text{db}}{a_n} = 80 + 50{,}5 \sqrt{\frac{f}{\text{MHz}}}.$$

Die Formel gilt nur für Werte von a_n bis 15,5 N oder 135 db. Für $f = 1$ MHz ergäbe sich hiernach ein Nahnebensprechabstand von $a_n = 15$ N oder 130,5 db.

8. Zusammenfassung

Die 3. Studienkommission des CCIF hat in relativ kurzer Zeit eine erfreulich große Anzahl von technischen Daten für ein Fernseh-Übertragungssystem auf Koaxialkabeln in Empfehlungen festgelegt. Dies wird für den weiteren Ausbau des internationalen Fernsehleitungsnetzes sehr förderlich sein. Die schon in Betrieb bzw. im Bau befindlichen Kabelstrecken in England, Deutschland und Italien entsprechen größtenteils schon sehr weitgehend den besprochenen CCIF-Empfehlungen. Es wird die Aufgabe der 1. Studienkommission des aus dem CCIF und CCIT hervorgegangenen neuen CCITT sein, die Empfehlungen zu vervollständigen und sich dann dem Studium eines neuen Systems mit 12 MHz Bandbreite für die gleichzeitige Übertragung von einigen hundert Fernsprechkanälen und einem Fernsehband — ähnlich dem amerikanischen L 3-System — zu widmen. Die Vorarbeiten hierzu hatten beim CCIF schon eingesetzt.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *Hoffmann, R.:* Die Technik der Ortskabelleitungen im deutschen Fernsehnetz. Fernmelde-Ing. 10 (1956), Heft 7.

[2] *Barthel, K.:* Fernsehübertragung auf Kabelstrecken. AEU 9 (1955), S. 341—349.

[3] Compte rendu de la réunion à Genève de la 3ème Commission d'études du CCIF, du 12 au 28 novembre 1956 (CCIF — 1955/56 — 3ème CE — Doc. No 77).

[4] *Rieke, J. W.* und *Graham, R. S.:* The L 3 coaxial system, television terminals. The Bell Syst. Techn. J. 32 (1953), S. 915—942.

[5] *Kaden, H.:* Über das Verhalten von Kabeln mit Wellenwiderstandsschwankungen bei Fernseh- und Meßimpulsen. AEU 7 (1953), S. 157—162 und 191—198.

[6] *Müller, J.:* Die Ergebnisse der VIII. Vollversammlung des CCIR (Warschau 1956) auf dem Gebiet des Schwarz-Weiß-Fernsehens. NTZ 10 (1957), S. 27—30.

[7] *Knacke, A.:* Messungen an Koaxialkabeln. FTZ 7 (1954), S. 387—393.
Krügel, L.: Über eine Methode zur quantitativen Bestimmung von Inhomogenitäten in Breitbandkabeln mit Hilfe von Impulsen. FTZ 7 (1954), S. 3—9.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 4, APRIL 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Zeitansage mit Magnettonband

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt und dem Wernerwerk für Telegrafen- und Signaltechnik der Siemens & Halske AG

Von **F. Merkel** und **K. Schmidtner**, München

Mit 18 Bildern

DK 621.395.91

Rückschau

Die telefonische Zeitansage kann heute schon von vielen Fernsprechanschlüssen erreicht werden. Sie ist der älteste und meist benutzte Ansagedienst. Im Jahre 1956 z. B. wurde er rund 105 Millionen mal angerufen. Während ursprünglich die Uhrzeit von den Vermittlungs- oder Auskunftsbeamtinnen auf Anfrage durchgesagt wurde, sind mit zunehmender Automatisierung des Fernsprechdienstes selbsttätig arbeitende Einrichtungen geschaffen worden, als erstes der elektroakustische Gongschlag-Zeitgeber (1928), dann die sogenannte sprechende Uhr, die von der Siemens & Halske AG. entwickelt und erstmals im Jahre 1935 in Berlin eingesetzt wurde [1, 2, 3]. Das Gerät arbeitet nach dem Lichttonverfahren [4, 5]. Die Uhrzeit wird in Abständen von 4 Sekunden, getrennt nach Stunde und Minute, mit Zeitzeichen bei voller Minute angesagt. Noch heute versehen solche und ähnliche Lichttongeräte [6] den Zeitansagedienst. Sie zeichnen sich dank der reibungslosen fotoelektrischen Abtastung durch eine sehr hohe Lebensdauer ihrer Tonschriftträger (Filmmanschette) und Abtastorgane (Fotozellen) aus.

Entwicklungsgedanken

Durch die Fortschritte der Magnettontechnik kam es zu einer Neuentwicklung. Die Vorteile bestehen in einer Vereinfachung der Tonaufnahmetechnik und in einer erheblichen Verbesserung der Wiedergabegüte und der Verständlichkeit. Außerdem sollte die Ansage genauer und eindeutiger werden, worauf später eingegangen wird.

Zunächst mußte unter den bekannten magnetischen Schallaufzeichnungsträgern, wie Band, Draht, Platte oder Walze (Manschette), die zweckmäßigste Form ausgewählt werden. Draht schied wegen seiner ungünstigen mechanischen Eigenschaften von vornherein aus. Bei einem Vergleich der übrigen Tonträgerarten, die bereits von einigen Geräteherstellern zum Bau von Zeitansagertypen verwendet werden [7, 8, 9], sprachen mehrere Gründe für ein Band in endloser Form. Das Band gestattet eine relativ breite Tonspur und folglich eine einfache Tonkopfeinstellung, was bei Platte oder Walze nur durch größere Geräteabmessungen erreicht werden kann, wenn nicht auf Schmalspur übergegangen und hierfür eine höhere mechanische Sorgfalt aufgewendet wird. Das am Tonkopf elastisch anliegende Band gewährleistet eine innige Kontaktgabe bei der Abtastung und somit eine stetig hohe Wiedergabegüte. Außerdem bieten bandförmige Tonträger den für die Wartung wesentlichen Vorteil, daß sie leicht gegen neue Kopien ausgewechselt werden können, ohne daß die Tonköpfe nachjustiert werden müssen. Das endlose Band erfordert eine Bewegung nur in einer Drehrichtung; dagegen verlangen die Platten- und die Walzenlösung transversale und rückläufige Verschiebungen und somit neben einer komplizierteren Mechanik besondere Vorkehrungen zur Sicherstellung der richtigen Textfolge beim Tonspurwechsel. Auch ein endliches Band mit hintereinander gespeicherten Texten erfordert wechselnde Bewegungsrichtung.

Nachdem reiß- und verschleißfeste Bandtypen bereits länger erhältlich waren, kam die Entwicklung von langlebigen Tonköpfen aus Ferrit [10, 11] hinzu. Damit waren folgende wesentliche Voraussetzungen für ein im Dauerbetrieb arbeitendes Zeitansagegerät erfüllt:

1. Gute Sprachverständlichkeit,
2. hohe Lebensdauer, mechanische Festigkeit und sichere Arbeitsweise des Magnettonteiles,
3. leichte Auswechselbarkeit der Tonträger,
4. einfaches Kopieren der Tonträger nach einmal aufgesprochenen Ansagetexten.

Darüber hinaus mußten noch folgende Punkte berücksichtigt werden:

5. Geringer Platzbedarf,
6. einfache Wartung,
7. hohe Betriebssicherheit aller mechanischen und elektrischen Teile für Dauerbetrieb über Jahre,
8. wirksame, automatische Überwachung des Wiedergabeteils sowie der wichtigen Schalt- und Transportvorgänge mit selbsttätiger Umschaltung auf eine Ersatzeinrichtung im Störungsfall,
9. sichere Stromversorgung,
10. Anpassungsfähigkeit an unterschiedliche Betriebsformen,
11. große Ganggenauigkeit der steuernden Hauptuhren und einfache Regulierung bei Zeitabweichungen,
12. Überwachung der Hauptuhren einschließlich Impulsleitungen und automatische Abschaltung eines gestörten Teils.

Arbeitsprinzip

Beim neuen Gerät (Bild 1) wechselt der Sekundentext alle 10 Sekunden einmal; der Minutentext jedoch

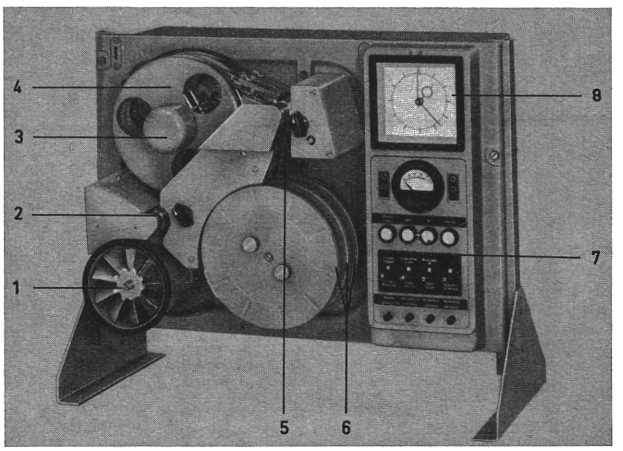


Bild 1. Magnetton-Zeitansagegerät (ohne Schutzkappe) (Bauart Siemens & Halske)
1 Antriebsmotor mit Lüfterrad
2 Bandtransportwelle
3, 4 Tonkopfachse und Bandtrommeln für Stunden- und Minutenband
5 Bandspannerachse
6 Tonbandkassetten für Stunden-, Minuten- und Sekundenband
7 Bedienungsfeld
8 Kontroll-Nebenuhr

wiederholt sich in einer Minute 6 mal und der Stundentext in einer Stunde 360 mal. Es war daher naheliegend, die vollständige Ansage — z. B. „Beim nächsten Ton ist es 13 Uhr, 23 Minuten und 30 Sekunden" — auf drei verschiedene Tonbänder zu verteilen und bei der Wiedergabe nacheinander abzutasten. So wurden die 24 Stundenansagen hintereinander auf das „Stundenband", die 60 Minutenansagen auf das „Minutenband" und die sechs verschiedenen 10-Sekundenansagen auf das „Sekundenband" aufgezeichnet. Der sich bei jeder Ansageperiode wiederholende Vortext „Beim nächsten Ton ist es" wurde — im Wechsel mit dem 10-Sekundentext — auf das Sekundenband mit aufgenommen, um ein viertes Band zu sparen.

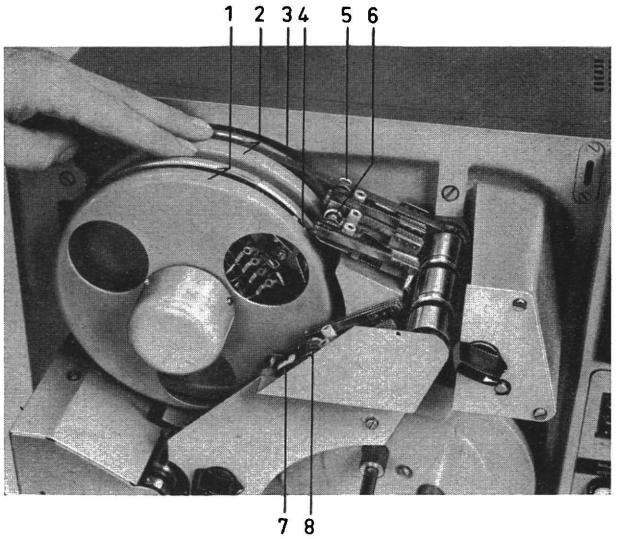


Bild 2. Teilansicht des Magnetton-Zeitansagegerätes
1 Bandtrommel für Minutenband
2 Bandtrommel für Stundenband
3 Stundenband
4 Tonkopf für Minutenband
5 Bandkontakt für Stundenband
6 Bandkontakt für Minutenband
7 Tonkopf für Sekundenband
8 Bandkontakt für Sekundenband

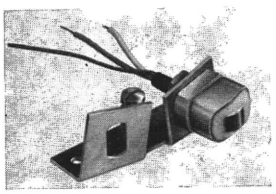


Bild 3. Ferrit-Hörkopf in Mu-Metallgehäuse mit Halterung

Die Anordnung der Bänder und Tonköpfe zeigt Bild 2, einen einzelnen Ferrit-Hörkopf in Mu-Metallgehäuse Bild 3. Das Sekundenband wird in der üblichen Weise abgetastet, indem das Band über einen feststehenden Tonkopf gezogen wird. Das Stundenband und das Minutenband hingegen werden mit beweglichen Tonköpfen abgetastet. Zu diesem Zweck liegen diese beiden Bänder je auf einer geschlitzten Trommel, in deren Innerem sich die Tonköpfe bei der Abtastung kreisförmig bewegen. Jedes Band umschlingt die zugehörige Trommel nur über einen Winkel von 180°; da die Tonköpfe eine gemeinsame Achse haben und um etwa 180° gegeneinander versetzt sind, wird bei einer Umdrehung der Tonkopfachse der Minutentext zwangsläufig an den Stundentext richtig aneinandergereiht. Die Abtastgeschwindigkeit beträgt wie beim Sekundenband 14 cm/s. Wenn der Stunden- oder der Minutentext wechseln muß, wird das betreffende Band um eine Einheit weitertransportiert. Der jeweils überschießende Teil der drei endlosen Bänder ist in drei Kassetten gespeichert. Diese enthalten einen Rollenkranz, über den das Band aufgewickelt ist (Bild 4). Über eine der Rollen wird die innerste Windung nach außen gezogen, während das nicht mehr benötigte Bandstück als äußerste Windung wieder in die Kassette einläuft.

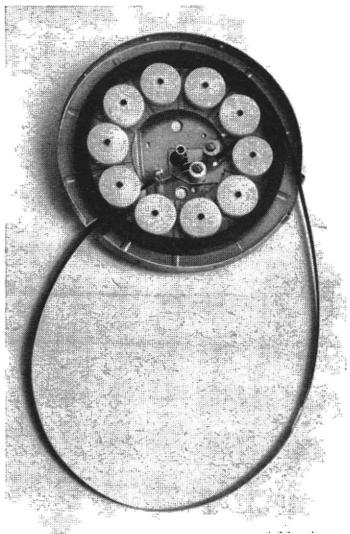


Bild 4. Bandkassette (geöffnet)

Um mit der genauen Zeit synchron zu bleiben, arbeitet das Zeitansagegerät im Start-Stop-Betrieb. Zur Steuerung des Gerätes löst zu Beginn jeder Sekundendekade ein Uhrenimpuls den Ablauf einer Ansageperiode aus. Alle übrigen Vorgänge, wie das Anlaufen und Anhalten des Sekundenbandes sowie die Umdrehung der Tonkopfachse, werden durch Relais und Schaltmagnete bewirkt, welche die entsprechenden Kupplungen mit dem Getriebe verbinden. Zur zeitgerechten Steuerung dienen eine Nockenscheibe auf der Tonkopfachse und Bandkontakte, die an den Tonbändern seitlich eingestanzte Kerben abtasten (Bild 5). Auch der Weitertransport des

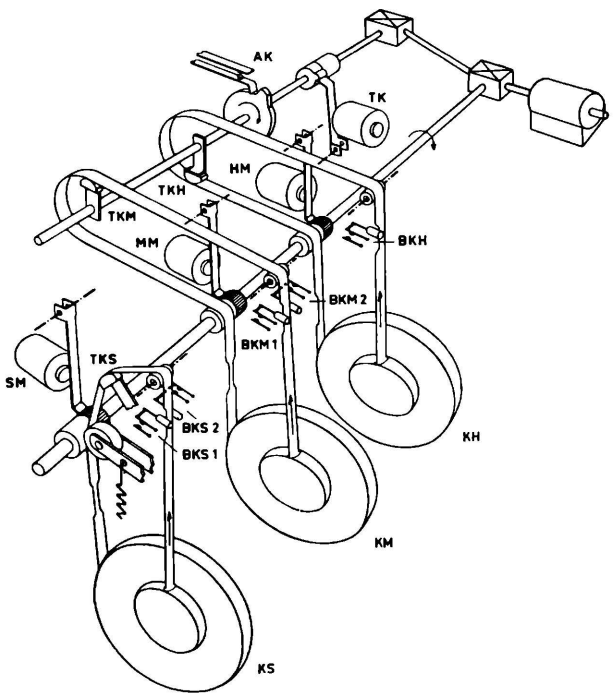


Bild 5. Prinzip des Magnetton-Zeitansagegerätes für 10-sekundlich wechselnde Durchsage
KS, KM, KH Kassette für Sekunden-, Minuten- und Stundenband
TKS, TKM, TKH Tonkopf für Sekunden-, Minuten- und Stundenband
SM, MM, HM Kupplungsmagnet für Sekunden-, Minuten- und Stundenband
BKS 1, BKM 1, BKH Steuerkontakt für Sekunden-, Minuten- und Stundenband
BKS 2, BKM 2 Auslösekontakt für Minuten- und Stundenband
TK Auslösemagnet für Tonkopfachse
AK Auslösekontakt auf Tonkopfachse

Minuten- und des Stundenbandes wird durch solche Kontakte am Sekunden- und Minutenband veranlaßt. Die Fortbewegung dieser Bänder fällt in die vor dem Textwechsel liegende Abtastpause. Der Uhrenimpuls löst nicht nur die nächste Ansage aus, sondern veranlaßt in Verbindung mit der Relaisschaltung auch die Abgabe des 150 ms langen 450 Hz-Zeitzeichens für die vorausgegangene Ansage. Als Tongenerator dient die Ruf- und Signalmaschine des Wähleramtes. Bild 5 erläutert die einzelnen Vorgänge in einem Übersichtsschema.

Konstruktiver Aufbau

Staubschutz und leichte Zugänglichkeit für die Wartung wurden berücksichtigt. Bild 6 zeigt die geöffnete Rückseite des Geräts.

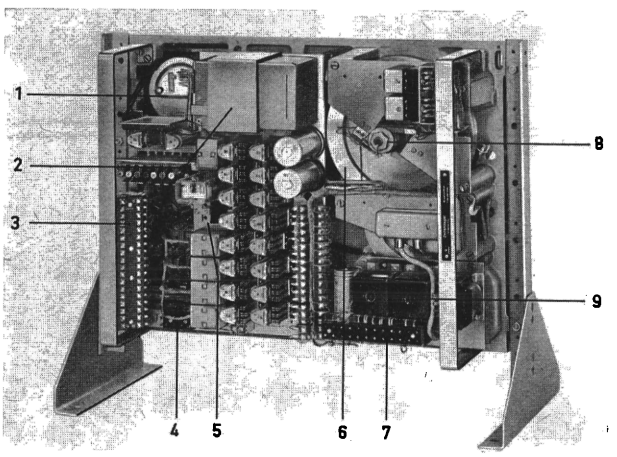


Bild 6. Magnetton-Zeitansagegerät (Rückseite)
1 Kontrolluhrwerk
2 Verstärker
3 Verteiler für Steuer-, Signal- und Sprechleitungen
4 Batterieanschluß
5 Relais-Schaltungseinsatz
6 Reibradgetriebe
7 Netzanschluß
8 Schleifringkontakte für Stunden- und Minutentonkopf
9 Netzteil

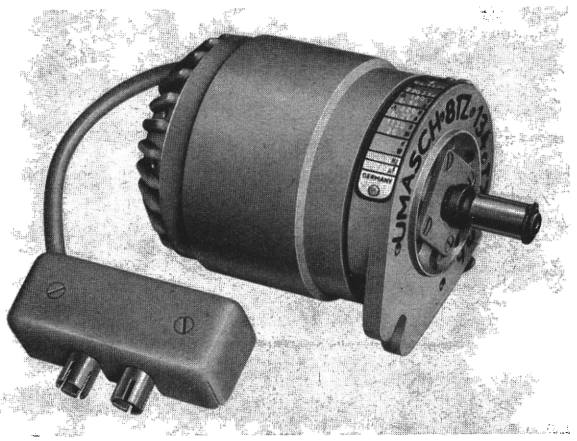


Bild 7. Außenläufer-Asynchronmotor 220/125 V~, 20 Watt, 1000 U/min

Der 10 s-Start-Stop-Betrieb bringt über eine halbe Million Schaltungen im Monat mit sich. Um bei dieser Beanspruchung einen einwandfreien, pausenlosen Betrieb über Jahre zu gewährleisten, sind besondere konstruktive Maßnahmen getroffen worden. Als Antriebsmotor wird ein Außenläufer-Asynchronmotor für 220/125 V, 50 Hz mit 1000 U/m (Bild 7) mit einer zehnfachen Leistungsreserve verwendet. Zum Weiterbewegen der Bänder und zum Drehen der Tonkopfachse werden Schlingfederkupplungen benutzt, die trotz weichen Einsatzes eine kraftschlüssige und schlupffreie Verbindung herstellen. An stark beanspruchten, beweglichen Teilen sorgt eine einmalige Behandlung mit dem haftfähigen Gleitmittel „Molykote", einer Schwefel-Molybdän-Verbindung, für Dauerlaufeigenschaften [12, 13].

Bei der Konstruktion wurden verschiedene Betriebsarten des Gerätes berücksichtigt, so daß sich das Gerät durch Weglassen einiger Teile von 10sekundlich auf minutlich wechselnde Ansage umstellen läßt. Außerdem ist an Stelle eines breiten Tonkopfes der Einbau von zwei schmäleren Köpfen je Tonband für Doppelspuraufzeichnung möglich. Auf diese Weise kann ein Gerät die Zeitansage auch in zwei Sprachen gleichzeitig oder abwechselnd wiedergeben, was z. B. für Staaten mit gemischtsprachiger Bevölkerung von Bedeutung ist.

Elektrische Ausrüstung

Auch bei der elektrischen Schaltung wurde großer Wert auf gute Dauerbetriebseigenschaften gelegt. Eine Einrichtung zur Überwachung des Verstärkers, des Sprachpegels und des zeitrichtigen Ablaufens der Ansagen (durch minutliches Aufprüfen) gibt die Gewähr, daß das Gerät bei Störungen selbsttätig abgeschaltet wird. Außerdem werden sämtliche Band-, Ton- und Sicherungsstörungen durch Signallampen und Alarmwecker gemeldet.

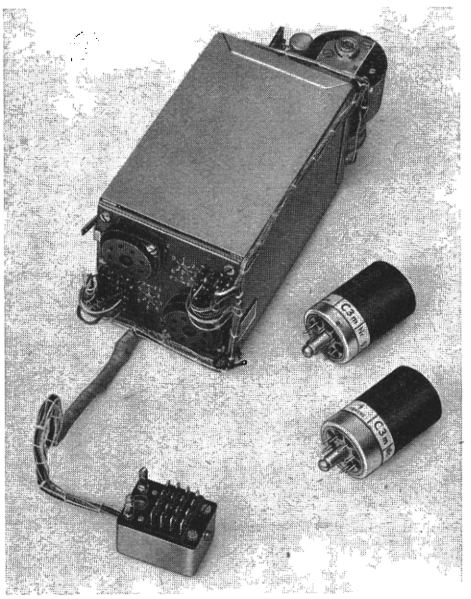


Bild 8. Wiedergabeverstärker in geschlossener Baugruppe mit angebautem Entzerrer

Als Wiedergabeverstärker wird eine geringfügig abgeänderte Baueinheit der Leitungsverstärkertechnik verwendet (Bild 8). Die drei Tonköpfe für Stunden-, Minuten- und Sekundenbandabtastung sind am Verstärkereingang parallel geschaltet. Die beiden Verstärkerstufen mit je einer technischen Röhre C 3 m wirken hintereinander. Ein dazwischen geschalteter Entzerrer sorgt für eine optimale Silbenverständlichkeit, indem er die hohen Frequenzen gegenüber den tiefen bevorzugt (Bild 9). Das Frequenzband reicht von 300 bis 5000 Hz.

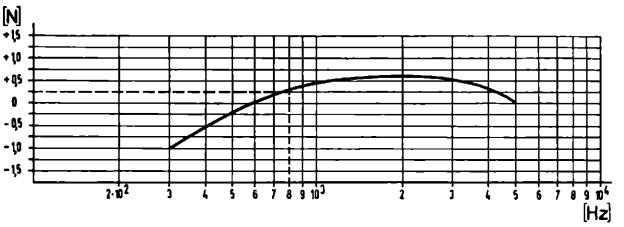


Bild 9. Frequenzgang des Magnetton-Zeitansagegerätes über alles gemessen

Durch einen Anpassungsübertrager wird die Ausgangsimpedanz von 600 Ω auf 2 Ω herabgesetzt, so daß zwischen zwei gleichzeitig angeschalteten Teilnehmern eine Nebensprechdämpfung von mindestens 6,5 N besteht. Der Spannungspegel am niederohmigen Übertragerausgang beträgt bei voll aufgedrehtem Verstärkungsregler ca. — 0,7 N. Er sinkt selbst bei 50 gleichzeitigen Anrufen nicht merklich ab. Die Ansage kann mit einem im Gerät eingebauten Meßinstrument auf richtige Aussteuerung geprüft und mit einem an Buchsen ansteckbaren Hörer abgehört werden.

Der Motor des Laufwerks wird unmittelbar aus dem Wechselstromnetz gespeist. Die Anodenspannung für den Wiedergabeverstärker wird über Netzgleichrichter gewonnen. Den Strom für die in Serie geschalteten Heizfäden liefert die 60 V-Amtsbatterie. Dadurch ergibt sich eine geringe Geräuschspannung und völlige Brummfreiheit sowie ein minimaler Aufwand für den Netzteil. Auch die Relais und die Schaltmagnete werden von der 60 V-Batterie versorgt. Sie sind so dimensioniert, daß sie bei 10 % Unterspannung noch einwandfrei arbeiten und bei 10 % Überspannung ihre höchstzulässige thermische Belastung selbst bei Dauerstrom noch nicht erreichen. Auch Netzspannungsänderungen um 10 % und ein Absinken der Netzfrequenz um 8 % stören den Zeitansagebetrieb nicht.

Schließlich sei noch erwähnt, daß durch einfaches Wechseln von Steckverbindungen die Schaltung des Gerätes von 10sekundlicher in minutliche oder von einsprachiger in zweisprachige Ausführung geändert werden kann, vorausgesetzt, daß die Tonbänder entsprechend besprochen sind.

Die Tonbänder

Die erforderliche magnetische Qualität der Schicht ist bei der verwendeten Sorte „LGS" gegeben [14]. Die mechanische Beanspruchung der Tonbänder im Zeitansagegerät geht aber weit über die Anforderungen bei üblichen Tonbandgeräten hinaus. Der Verschleiß des Bandes erstreckt sich hauptsächlich auf die Trägerfolie (PVC-Material), während der Abrieb der eigentlichen Magnetschicht durch den Tonkopf unbedeutend ist und die Lebensdauer des Bandes praktisch nicht begrenzt. Es wird deshalb ein Tonband mit hoher Zerreißfestigkeit (> 12 kg/mm²) und geringer Empfindlichkeit gegen Wechselbiegebeanspruchung bevorzugt.

Unter Berücksichtigung einer möglichst gleichmäßigen Abnutzung der drei Bänder wurde das Stundenband so eingeteilt, daß es die 24 Stundentexte zweimal hintereinander enthält und somit in zwei Tagen bei 360 Abtastungen je Bandstelle einen Durchlauf macht. Das Minutenband nimmt die 60 verschiedenen Texte nur einmal auf und läuft in einem Tag bei 144 Abtastungen je Bandstelle 24mal durch die Kassette. Beim Sekundenband wurden zur Erzielung einer möglichst hohen Lebensdauer die sechs verschiedenen 10-Sekundentexte je 8mal und dazwischen die Vortexte insgesamt 48mal aufgezeichnet, so daß dieses Band 180 Umläufe je Tag macht. Alle drei Bänder sind zusammen nur etwa 100 m lang.

Besprechen und Kopieren der Bänder

Um bei der Deutschen Bundespost eine einzige einheitliche Aufsprache zu erhalten und um die Ersatzfrage einfach zu lösen, mußte ein Urtonband geschaffen werden, von dem sich beliebig viele Kopien herstellen lassen. Zur Aufnahme des Urtonbandes wurde ein Magnettongerät der Kinotechnik verwendet, das bei einer Bandgeschwindigkeit von 45,6 cm/s mit einseitig perforiertem Tonband von hoher magnetischer Güte arbeitet. Sein an sich geradliniger Frequenzgang von 50 Hz bis 10 kHz wurde im oberen Teil des übertragenen Bereichs, bei 5 kHz um etwa 0,7 N angehoben, um eine noch bessere Sprachverständlichkeit zu erhalten. Zur Schonung des Urtonbandes wurde von diesem eine gleichwertige Kopie auf das gleiche Bandmaterial übertragen, wobei die Stundentexte 2mal, die 10-Sekundentexte 8mal und der Vortext 48mal vervielfacht wurden. Durch Schneiden und Kleben dieser Kopie entstanden drei Bandrollen, die den gewünschten Zeitansagebändern entsprechen. Erst diese Kopien wurden auf die für das Zeitansagegerät bestimmten Spezialtonbänder mit 14 cm/s Aufzeichnungsgeschwindigkeit umgespielt. Der Herstellungsgang ist in Bild 10 schematisch erläutert.

Aufbau einer Großanlage

Eine vollständige Anlage (Bilder 11 und 12) enthält in einem 2365 mm hohen und 550 mm breiten Normalgestellrahmen zwei wahlweise für Betrieb und Ersatz

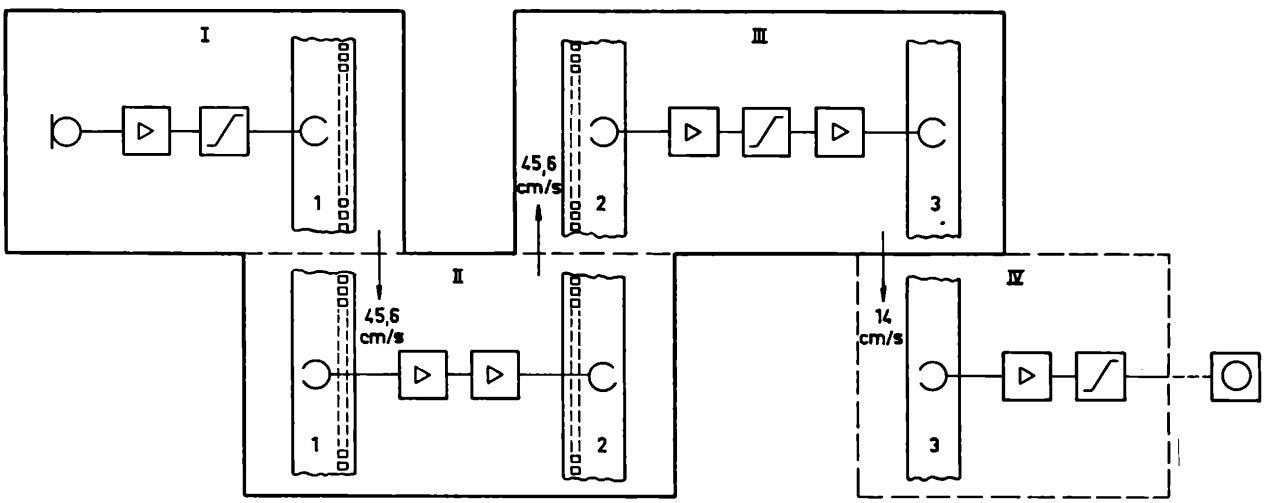


Bild 10. Herstellungsgang der Bandaufzeichnung

I Aufnahme des Urtonbandes
II Herstellung der Kopie
III Umspielen der Kopie auf das Zeitansageband
IV Wiedergabe des Zeitansagebandes im Zeitansagegerät

1 Urtonband, perforiert
2 Kopiertes Band, perforiert
3 Zeitansageband

verwendbare Zeitansagegeräte, die beide dauernd eingeschaltet sind. Die in jedem Gerät eingebaute Überwachungseinrichtung meldet unverzüglich eine Störung und veranlaßt die selbsttätige Umschaltung auf das Ersatzgerät bei Störung des Betriebsgeräts. Fällt das Ersatzgerät aus, so wird ebenfalls ein Störungssignal gegeben; die Geräteumschaltung bleibt jedoch für die Dauer der Störung blockiert und kann auch von Hand nicht vorgenommen werden. Sollten beide Geräte gestört sein, so erhalten anrufende Teilnehmer das Besetztzeichen.

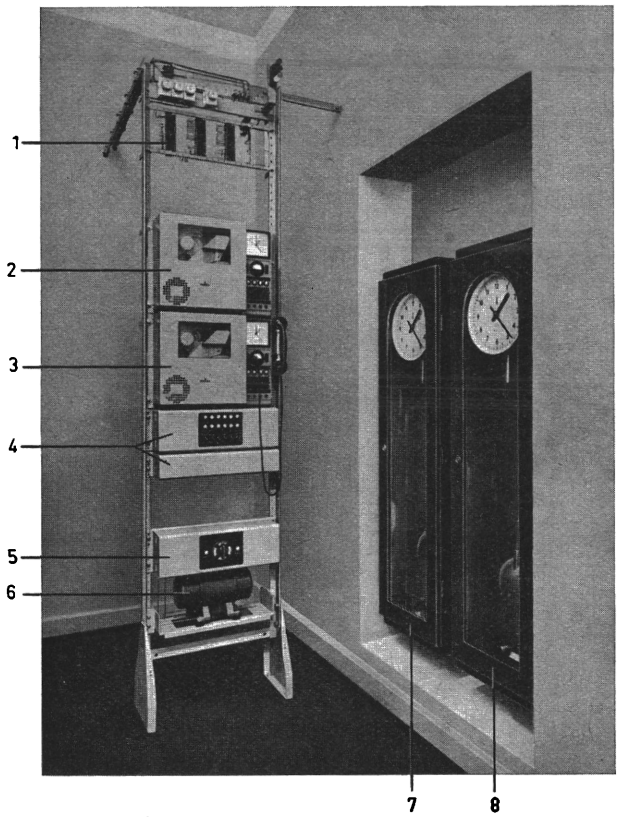


Bild 11. Magnetton-Zeitansage-Großanlage (Bauart Siemens & Halske)
1 Gestellverteiler
2 Zeitansagegerät 1
3 Zeitansagegerät 2
4 Hauptuhren-Überwachung und Geräte-Umschaltung
5 Netz-Überwachung
6 Einankerumformer
7 Hauptuhr 1
8 Hauptuhr 2

Gegen Netzausfall wurde ein Einankerumformer vorgesehen. Er läuft bei Netzausfall oder Absinken der Netzspannung um mehr als 15 % — aus der 60 V-Amtsbatterie versorgt — selbsttätig an und ersetzt die Netzwechselspannung. Der Ansagebetrieb geht unterbrechungslos weiter, da die kurze Anlaufzeit des Umformers durch die Schwungmasse der Motoren und durch hohe Kapazitäten in der Anodenstromversorgung der Verstärker überbrückt wird.

Zu einer vollständigen Anlage gehören außerdem noch zwei elektrische Hauptuhren, welche die zur Steuerung und Überwachung notwendigen Impulse abgeben.

Arbeitsweise der Hauptuhren

Die Hauptuhren (HU) entsprechen im Prinzip jenen, die in modernen Zentraluhrenanlagen [15] Verwendung finden. Sie besitzen 1-Sekundenpendel, die durch minutlich selbsttätig aufgezogene Gewichte über eine *Graham*-Hemmung angetrieben werden. Sie haben eine Gangreserve von 12 Stunden. In der HU 1 ist ein temperaturkompensiertes *Riefler*-Pendel II. Klasse eingehängt, das eine große Ganggenauigkeit verbürgt. Die Gangabweichung ist kleiner als 0,6 s/Tag, vorausgesetzt, daß die HU an einem erschütterungsfreien, möglichst gleichmäßig temperierten Ort aufgestellt und vor Luftzug und direkter Sonnenbestrahlung geschützt wird. Das Pendel der HU 2 wird von dem der HU 1 synchronisiert und braucht deshalb nicht so hochwertig wie dieses zu sein.

Trotz der hohen Güte der HU 1 können aber über einen

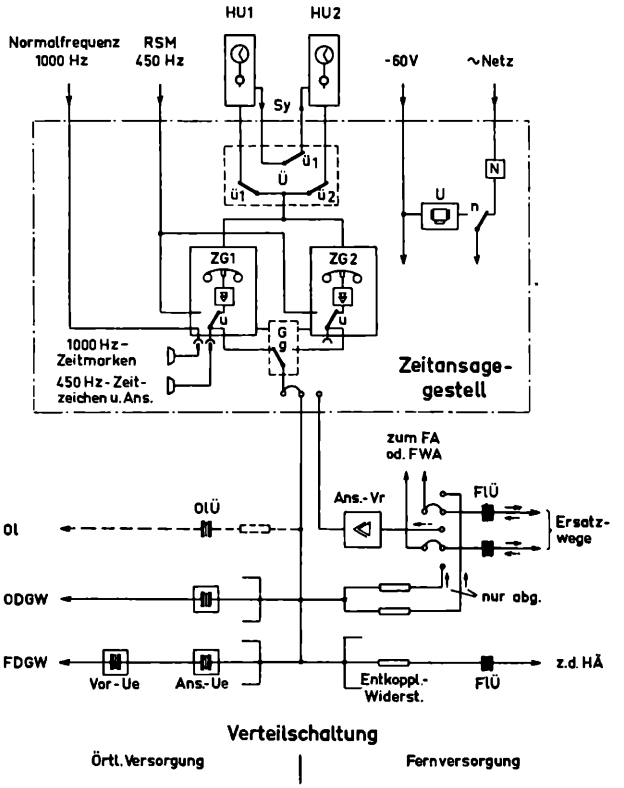


Bild 12. Übersichtsschaltbild einer Magnetton-Zeitansage-Großanlage mit Verteil- und Ersatzschaltung
HU Hauptuhr, RSM Ruf- und Signalmaschine, Sy Pendelsynchronisierung, U, ü 1, ü 2 HU-Überwachung und -Abschaltung mit Kontakten, N, n Netzüberwachung mit Kontakt, U Umformer für Netzersatz, ZG Zeitansagegerät, G, g Geräte-Umschaltung mit Kontakt, u Umschaltekontakt für Zeitzeicheneinblendung
AnsVr Ansageverstärker, AnsÜe Ansageübertragung, VorUe Vorübertragung, FlÜ Fernleitungsübertrager, OlÜ Ortsleitungsübertrager, Ol Ortsleitung, ODGW Orts-Dienstgruppenwähler, FDGW Fern-Dienstgruppenwähler, HÄ Hauptämter, FA Fernamt, FWA Fernwähleramt
— — — örtliche Übertragungsleitung, wenn DGW nicht im gleichen Amt

längeren Zeitraum hinweg kleine Abweichungen gegenüber der genauen Zeit auftreten, die dann von Hand ausgeglichen werden müssen. Hierzu dient eine elektrodynamische Pendelregulierung (Bild 13), die wesentlich einfacher zu handhaben ist, als die bisher gebräuchliche Regulierung mittels zusätzlicher Pendelgewichte. Beim Einstellen der Regulierdosis mittels Potentiometer zeigt ein Instrument an, um welche Zeiteinheit je Tag die HU dadurch beschleunigt oder verzögert wird. Vor Einstellung der Reguliereinrichtung ist ein Zeitvergleich mit einem Zeitzeichen hoher Genauigkeit (z. B. von einer Sternwarte oder Quarzuhr) notwendig.

Zur sicheren Abgabe des 10-Sekunden-Steuerimpulses sitzt auf der Sekundenachse jeder HU ein Kontaktrad, das von der 8. bis zur 10. Sekunde jeder Dekade einen Kontakt schließt. Das Ende des Impulses löst in den Geräten das Zeitzeichen für die vorausgegangene Ansage aus und leitet die nächste Ansageperiode ein. Die

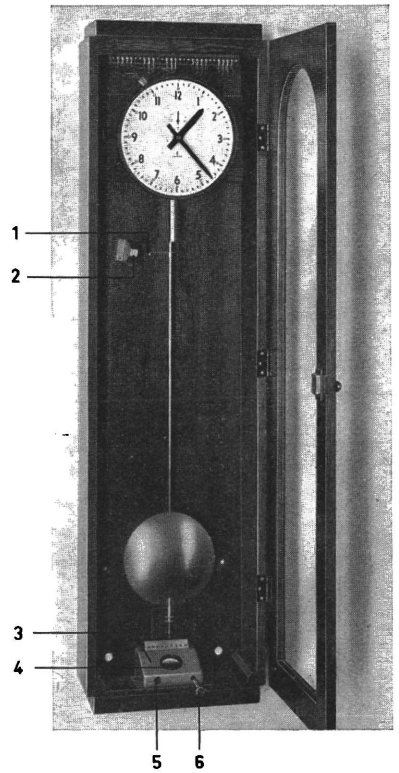


Bild 13. Hauptuhr 1 mit elektrodynamischer Pendelregulierung (Bauart Siemens & Halske)
1 Reguliermagnet
2 Regulierspule
3 Regulierеinrichtung
4 Anzeigeinstrument mit Mittelstellung und geeichter Skala
5 Einstellknopf für Grob- (0 bis 30 sec/Tag) oder Feinregulierung (0 bis 6 sec/Tag)
6 Trieb zur kontinuierlichen Einstellung der Regulierdosis

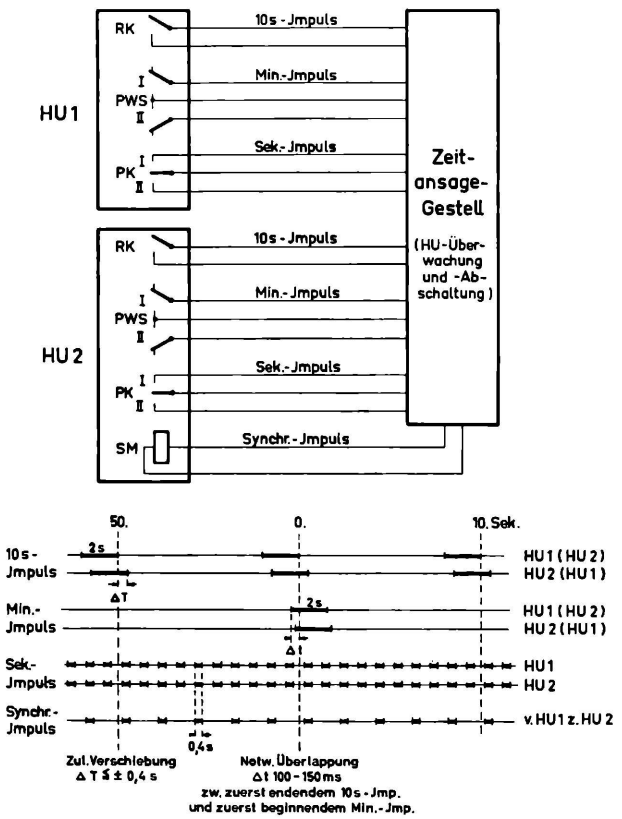


Bild 14. Hauptuhrenimpulsgabe zur Steuerung und Überwachung der Zeitansage-Einrichtung
RK Radkontakt (Kontaktrad auf Sekundenachse), PWS I, II Polwendeschalter (Minutenkontaktwerk), PK I, II Pendelkontakt, SM Synchroniziermagnet

Impulse werden von beiden HU gleichzeitig und elektrisch parallel abgegeben, über zwei getrennte Impulsleitungen zu einer Relaiseinrichtung im Zeitansagegestell übertragen, dort durch gegenseitigen Vergleich überwacht und zusammengefaßt an die beiden Zeitansagegeräte weitergeleitet. Ist eine HU oder eine Steuerleitung gestört, so wird sie selbsttätig abgeschaltet. Der Betrieb wird dann von der ungestörten HU allein weitergeführt. Zur Gangkontrolle der Zeitansagegeräte wird der Ablauf des Minutenbandes in den Geräten mit den Minutenimpulsen der HU verglichen, damit falsche Zeitangaben (z. B. beim Ausbleiben der Steuerimpulse oder bei einer Störung des Bandtransportes) vermieden werden. Zusätzliche Pendelkontakte in beiden HU steuern die in jedem Gerät für Kontrollzwecke eingebaute Sekunden-Nebenuhr. In Bild 14 sind alle benötigten Steuerimpulse zusammengestellt.

Zeithaltung und Gleichlauf mehrerer Anlagen

Alle über das Bundesgebiet verstreuten postalischen Zeitansage-Anlagen sollen untereinander gleichlaufen und mit der genauen, mitteleuropäischen Zeit (MEZ) übereinstimmen. Bei der großen Ganggenauigkeit der steuernden Hauptuhren bedarf es an jedem Gerätestandort nur täglich (unter Umständen nur wöchentlich) eines Zeitvergleichs mit einem Zeitnormal und nötigenfalls einer geringfügigen Nachregulierung der HU, um die Anlagen untereinander und mit der wirklichen Zeit praktisch synchron zu halten. Als Zeitnormal werden die stündlichen Zeitmarken des bei der Deutschen Bundespost vorhandenen 1000 Hz-Normalfrequenznetzes

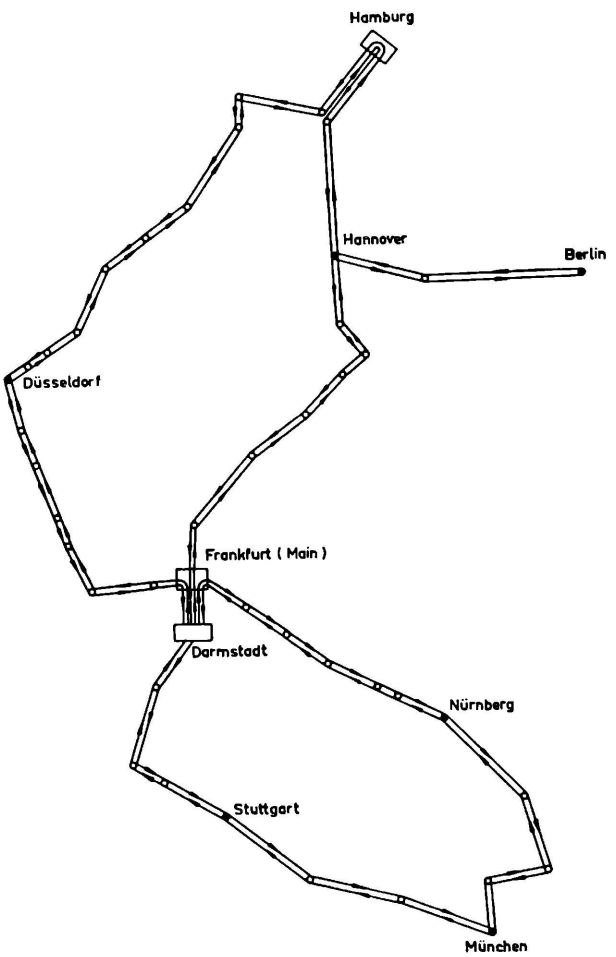


Bild 15. Normalfrequenznetz (1000 Hz) der Deutschen Bundespost

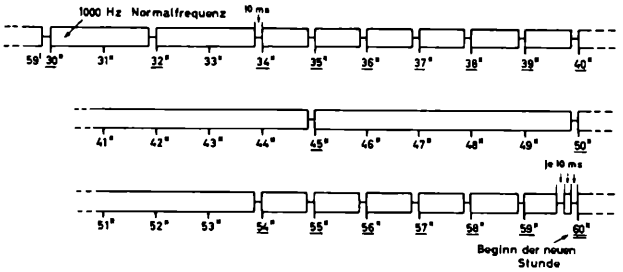


Bild 16. 1000 Hz-Zeitmarken in der letzten halben Minute jeder Stunde

(Bild 15) benutzt, die in Form von kurzzeitigen Unterbrechungen eines im Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt aufgestellten quarzgesteuerten 1000 Hz-Senders (Genauigkeit mindestens $\pm 3 \cdot 10^{-8}$) mit einem maximalen Fehler von $\pm$ 0,15 s übertragen werden (Bild 16). Das Verfahren der „Uhrengleichstellung" (mechanische Zeitkorrektur des Gehwerks) ist aus einer Reihe von — hier nicht weiter erörterten — Gründen für Zeitansageeinrichtungen nicht geeignet. Auch von der an sich möglichen „Fremdsynchronisierung" der HU 1 durch eine übergeordnete „Zeitquelle" (Sternwarte, Quarzuhr, Zentraluhrenanlage) wird bei der Deutschen Bundespost aus Sicherheitsgründen kein Gebrauch gemacht.

Versorgungsnetz und Verteileinrichtungen

Bei solcher großräumigen Zeitansage-Versorgung sind neben rein technischen Anforderungen auch betriebliche und wirtschaftliche Gesichtspunkte zu berücksichtigen. Die einzelnen Versorgungsbereiche mit je einer eigenen Anlage müssen so gegeneinander abgegrenzt werden, daß bei hoher Betriebssicherheit einerseits möglichst geringe Geräte-, Synchronisierungs-, Pflege- und Personalaufwendungen nötig sind und anderseits keine zu hohen Leitungskosten entstehen. In Bild 17 ist das geplante Zeitansagegrundnetz der Deutschen Bundespost mit den neuen Gerätestandorten dargestellt. Demnach ist für jeden Zentralamtsbereich eine eigene Zeitansageeinrichtung vorgesehen, welche die zugehörigen Hauptämter und nötigenfalls über diese auch Knotenämter und Endämter über Leitungen mit der Zeitansage versorgt. Darüber hinaus werden bestimmte Betriebsleitungen zwischen den Gerätestandorten als Ersatzwege festgelegt und ringförmig zusammengefaßt, so daß beim Ausfall einer ganzen Anlage eine Notversorgung von mindestens zwei Nachbarbereichen aus möglich ist (vgl. auch Bild 12).

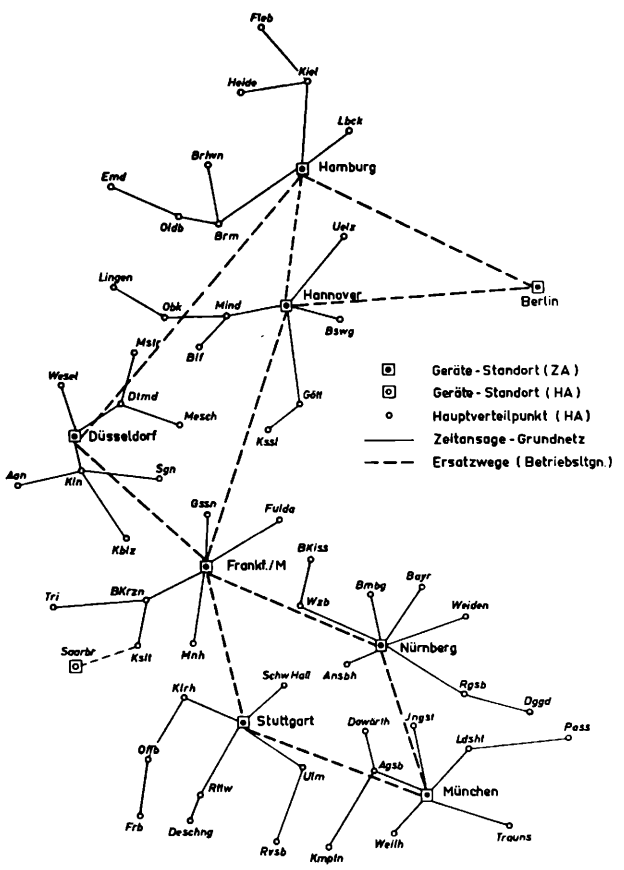


Bild 17. Zeitansage-Netzplan der Deutschen Bundespost
ZA Zentralamt
HA Hauptamt

Bild 18. Ansageverstärker 56 (Bauart W. Quante)

An jedem Verteilpunkt liefert ein Ansageverstärker die benötigte Sendeleistung für die angeschalteten Ansageübertragungen (am 3 Ω-Ausgang) und gegebenenfalls für weiterführende Zeitansageleitungen (am 15 Ω-Ausgang). Der neue Ansageverstärker 56 (Bild 18) arbeitet mit technischen Röhren. An seinen niederohmigen Ausgang werden die einzelnen Ausgänge der Dienstgruppenwähler (DGW) induktiv und erdsymmetrisch angekoppelt.

Schrifttumsverzeichnis

[1] RPZ V N 1, Selbsttätiges Zeitansagegerät (Bauart S & H). Beschreibung: 539 E 10, Ausg. Sept. 1939.

[2] *F. Ritter:* Die selbsttätige Zeitansage im Ortsfernsprechnetz Berlin. TFT 24 (1935), S. 282.

[3] *F. Geißl:* Nachrichtenspeicher für Fernsprech-Ansagedienste. FTZ 6 (1953), S. 12.

[4] *R. Führer:* Die Tonaufzeichnung nach dem Nadelton-, Lichtton- und Magnettonverfahren. Schwachstrom 14 (1938), S. 116 u. 133.

[5] *H. Schiesser:* Schallaufzeichnung nach dem Lichttonverfahren. ETZ-B 4 (1952), S. 325.

[6] *A. J. Forty* u. *F. A. Milne:* The British Post Office Speaking Clock, Mark II. Post Office Electr. Eng. J. 48 (1955), S. 154 u. 229.

[7] *Deutsch:* Verbesserte Geräte für die Zeitansage. FTZ 5 (1952), S. 425.

[8] *G. Ouvrier:* Zeitansagegeräte mit plattenförmigem Magnetonträger. radio-mentor 20 (1954), S. 665.

[9] *R. F. Massonneau:* „Time of Day" Goes Magnetic. Bell Lab. Rec. 33 (1955), S. 364.

[10] *R. Cruel:* Entwicklungsbericht über Ferritmagnettonköpfe. Techn. Hausmitt. NWDR 5 (1955), S. 60.

[11] *H. Neumann:* Neue Bauformen von Magnetköpfen. Siemens-Z. 1954, S. 405.

[12] *G. Spengler:* Molybdändisulfid als Schmiermittel. Erdöl und Kohle 7 (1954), S. 156.

[13] *F. Weiss:* Schmiereigenschaften und industrielle Anwendung von reinem Molybdändisulfid. Draht 6 (1955), S. 44.

[14] *H. Seiberth:* 20 Jahre Magnetophonband. Funktechn. 9 (1954), S. 219.

[15] *A. Arzmeier* u. *W. Kammerer:* Baustein-Uhrenzentrale mit erhöhter Betriebssicherheit. Elektro-Post 8 (1955), S. 465.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 6, JUNI 1959

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Anwendungen des speichernden Schalttransistors

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Von **W. v. Münch** und **H. Salow**, Darmstadt

Mit 17 Bildern

DK 621.314.7

1. Einleitung

In zwei vorangegangenen Veröffentlichungen wurden die Herstellung und die elektrischen Eigenschaften eines neuen Halbleiterbauelementes mit Thyratroncharakteristik beschrieben [1, 2]. Die vorliegende Arbeit befaßt sich mit der Schaltungstechnik dieses Bauelementes. Es soll einleitend zunächst eine Übersicht über die Anwendungsmöglichkeiten des speichernden Schalttransistors gegeben werden, während in den Abschnitten 2 und 3 die Eigenschaften spezieller Schaltungen erörtert werden. In Abschnitt 4 folgt schließlich die Beschreibung einer Auswahl von Geräten, in denen sich Schalttransistoren bewährt haben.

Eine der wichtigsten Anwendungen bildet der Einsatz als elektronischer Schalter. Der speichernde Schalttransistor hat dabei die Aufgabe, Gleich- oder Wechselstromsignale zu sperren oder an einen Verbraucher zu übertragen. Der Schaltzustand soll dabei von selbst aufrechterhalten werden, während ein Steuersignal lediglich zur Einleitung des Überganges von einem Zustand in den anderen zugeführt wird. Außerdem können bestimmte Nebenbedingungen gestellt sein, derart, daß sich aus einer Reihe von Schalttransistoren nur einer im leitenden Zustand befinden darf, oder daß die Durchschaltung verschiedener Signalwege in einer bestimmten zeitlichen Reihenfolge vorgenommen werden soll. Beispiele für derartige Schaltungen sind im Abschnitt 4 wiedergegeben (Modelle zur Speicherwahl und zur Speicherabfragung).

In vielen Fällen wird man jedoch die Signale nicht direkt über den Schalttransistor leiten, sondern Dioden oder Transistoren als Stromtore einsetzen. Der speichernde Schalttransistor erhält dann die Aufgabe, die Steuerspannung zur Aufrechterhaltung des Schaltzustandes der Stromtore, die selbst keine Speicherfähigkeit besitzen, zu liefern. Mit Schalttransistoren gesteuerte Stromtore befinden sich z. B. in dem in Bild 14 gezeigten Zeitvielfach.

Weitere Anwendungsmöglichkeiten eröffnen sich durch die Fähigkeit des Schalttransistors, eine Information, die durch einen bestimmten Schaltzustand gekennzeichnet ist, aufzunehmen, zu speichern und an andere Schaltelemente weiterzugeben. Beispiele hierfür sind die Zählkette, das Schieberegister und der binäre Untersetzer. Schließlich seien noch die zahlreichen Möglichkeiten erwähnt, mit Schalttransistoren bestimmte periodische oder nichtperiodische Spannungsformen, wie z. B. Impulse, Sägezahnspannungen usw. durch monostabile oder astabile Kippschaltungen zu erzeugen.

In der thyratronähnlichen Eingangscharakteristik des Schalttransistors (Bild 1 a, b) unterscheidet man drei Arbeitsbereiche: den hochohmigen Sperrbereich, den aktiven Bereich mit fallender Charakteristik und den Durchlaßbereich mit geringem differentiellen Widerstand. Wie in [2] näher erläutert, ist der Sperrwiderstand unabhängig von äußeren Schaltmitteln. Die Lage des oberen Kennlinienknicks und die Steigung der Kennlinie im negativen Bereich lassen sich weitgehend

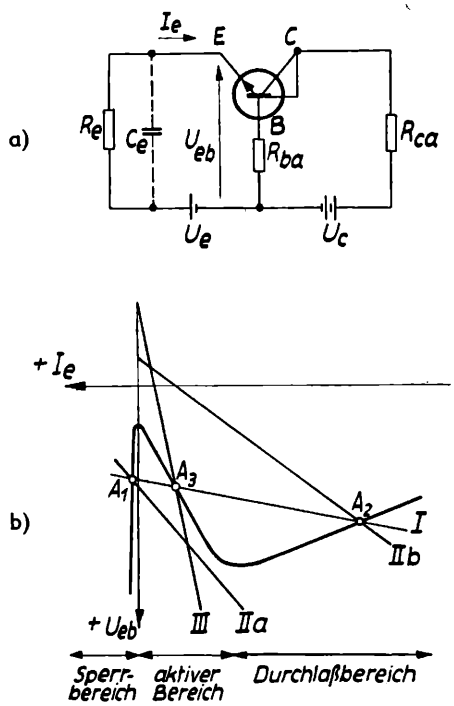


Bild 1. Schaltungsarten des speichernden Schalttransistors
a) Prinzipschaltbild
b) Eingangskennlinie mit Sperrbereich, aktivem Bereich und Durchlaßbereich (positive Spannung nach unten)

durch einen äußeren Basiswiderstand R_{ba} beeinflussen, während der untere Knickpunkt und die Steigung der Kennlinie im Durchlaßbereich durch die im Kollektorkreis liegende Spannung U_c und durch den Widerstand R_{ca}, sowie durch die Restspannung und den Restwiderstand des Transistors bestimmt werden.

Dem mechanischen Schaltvorgang, der durch die Schalterstellungen „offen" und „geschlossen" gekennzeichnet ist, entspricht die bistabile Kippschaltung. Durch geeignete Wahl von U_e und R_e wird die Arbeitsgerade I in das Kennlinienfeld hineingelegt, welche die stabilen Arbeitspunkte A_1 im Sperrbereich und A_2 im Durchlaßbereich der Eingangskennlinie besitzt (s. Bild 1 a, b). Mittels kurzzeitiger Impulse können Übergänge von einem stabilen Arbeitszustand in den anderen herbeigeführt werden.

Die monostabile Kippschaltung, gekennzeichnet durch die Arbeitsgeraden II a oder II b, besitzt nur einen stabilen Arbeitspunkt, entweder im Sperrbereich (Arbeitspunkt A_1) oder im Durchlaßbereich (Arbeitspunkt A_2). Nach jedem Kippvorgang kehrt daher der Schalttransistor in seinen Ausgangszustand (A_1 oder A_2) zurück. Diese Schaltung wird vorzugsweise für Impulsformer- und Impulsverstärkerstufen eingesetzt. In der astabilen Kippschaltung ist schließlich nur ein Schnittpunkt A_3 der Arbeitsgeraden III mit dem fallenden Teil der Kennlinie vorhanden. Durch Auf- und Entladung einer zum Eingang parallelgeschalteten Kapazität C_e entsteht ein fortlaufender Kippvorgang, der zur Erzeugung periodischer Spannungsverläufe dienen kann.

Die vorstehend angedeuteten Schaltungsmöglichkeiten sollen in den folgenden beiden Abschnitten näher erläutert werden.

2. Die bistabile Kippschaltung

a) Eigenschaften der bistabilen Kippschaltung

Um eine Kippschaltung mit zwei stabilen Arbeitspunkten zu erhalten, wird auf der Emitterseite des speichernden Schalttransistors eine Vorspannung U_e gewählt, die zwischen dem oberen und dem unteren Knick der Eingangskennlinie liegt (s. Bild 1 a, b). Der im Emitterkreis verwendete Widerstand R_e muß kleiner sein als der Betrag der Kennlinienneigung im aktiven Bereich (Arbeitsgerade I).

Der Einschaltvorgang, d. h. der Übergang vom Arbeitspunkt A_1 im Sperrbereich zum Arbeitspunkt A_2 im Durchlaßbereich, wird durch Absenken der Emitterspannung U_{eb} bewirkt. Sehr kurzzeitige negative Impulse ($\sim 10^{-7}$ sec) sind hierfür ausreichend. Die für den Einschaltvorgang notwendige Impulsamplitude ist gegeben durch die Spannungsdifferenz zwischen dem Arbeitspunkt A_1 und dem oberen Knickpunkt der Eingangskennlinie. Zu berücksichtigen ist außerdem die Belastung der Steuerquelle durch den Widerstand R_e. Der Ausschaltvorgang, d. h. der Übergang von A_2 nach A_1, wird durch positive Impulse am Emitter eingeleitet. In diesem Fall ist die Spannungsdifferenz zwischen A_2 und dem unteren Knickpunkt zu überwinden, wobei die Steuerquelle sowohl durch R_e als auch durch den Schalttransistor belastet wird (differentieller Eingangswiderstand des Schalttransistors im Durchlaßzustand annähernd gleich R_{ca}).

Mit Impulsen umgekehrter Polarität (positiv für den Einschalt-, negativ für den Ausschaltvorgang) läßt sich die Steuerung des Schalttransistors auch an der Basiselektrode durchführen. Da nur ein geringer Stromanteil über die Basis abfließt, ist es möglich, einen verhältnismäßig hohen äußeren Basiswiderstand R_{ba} einzuführen (Größenordnung kΩ), so daß man hier beim Einschaltvorgang mit geringerer Schaltenergie auskommt. Beim Ausschaltvorgang wirkt dagegen der innere Basiswiderstand des Schalttransistors als Vorwiderstand für den Schaltimpuls, der den *pn*-Übergang Emitter—Basis kurzfristig sperren soll (vgl. das Ersatzschaltbild in [2], Bild 1 b). Es ist daher im allgemeinen vorzuziehen, die Rückschaltimpulse nicht der Basis, sondern dem Emitter zuzuführen. Dies gilt insbesondere für Schalttransistoren, die aus sehr hochohmigem Halbleitermaterial hergestellt wurden. Nur in besonderen Fällen ist die Rückschaltung an der Basiselektrode zweckmäßig, z. B. wenn R_e sehr klein gehalten werden muß, oder wenn der Arbeitspunkt A_2 in der Nähe des unteren Knickpunktes liegt, in welchem die Emitterkennlinie verschwindenden differentiellen Widerstand besitzt, so daß eine erhebliche Belastung der Steuerquelle eintritt. Bei der Herstellung von speichernden Schalttransistoren wird natürlich angestrebt, den inneren Basiswiderstand möglichst klein zu halten.

Die Schaltzeiten, d. h. die für den Übergang vom Sperrzustand in den Flußzustand und umgekehrt benötigten Zeiten, liegen in der Größenordnung von 10^{-7} sec (vgl. [1], Bild 5). Die Schalt- und Übertragungseigenschaften des speichernden Schalttransistors wurden bereits in [2] diskutiert. Ein Anwendungsbeispiel zur Durchschaltung von Wechselstromsignalen mittels der bistabilen Kippschaltung wird in Abschnitt 4 gegeben werden (vgl. Bild 9).

b) Spezielle bistabile Kippschaltungen

Neben der oben beschriebenen bistabilen Kippschaltung haben sich auch spezielle Schaltungen bewährt, bei denen nichtlineare Bauelemente in Verbindung mit speichernden Schalttransistoren verwendet werden. Eine wesentliche Erhöhung der Einschaltempfindlichkeit wird

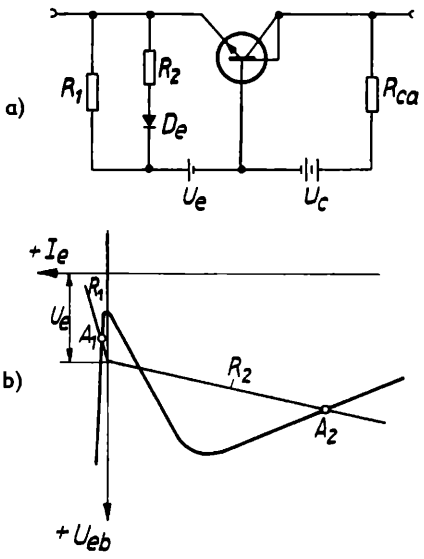


Bild 2. Bistabile Kippschaltung mit hoher Schaltempfindlichkeit
a) Schaltbild ($R_1 \gg R_2$)
b) Eingangskennlinie

z. B. mit der Schaltung nach Bild 2 a, b erreicht, bei der im Emitterkreis eine Dioden-Widerstandskombination eingesetzt ist. Solange sich der Schalttransistor im Sperrzustand befindet, ist auch D_e gesperrt, so daß der Arbeitspunkt A_1 durch U_e und R_1 festgelegt wird. Da R_1 sehr hoch (bis etwa 100 kΩ) gewählt werden kann, ist es möglich, den Einschaltvorgang in dieser Schaltung mit geringen Energien einzuleiten, da die Steuerquelle kaum belastet wird. Geht der Schalttransistor in den Flußzustand über, so wird D_e geöffnet und der Arbeitspunkt A_2 läßt sich durch geeignete Wahl eines niederohmigen Widerstandes R_2 einstellen.

Die in Bild 3 a, b gezeichnete Schaltung dient dagegen zur Stabilisierung des Arbeitspunktes A_2 im Durchlaßbereich. Insbesondere in Zähl- und Rechenanlagen ist es im allgemeinen unerwünscht, den Schalttransistor mit hohen Strömen zu betreiben; es genügt, wenn die Zustände „Aus" und „Ein" deutlich unterscheidbar sind. Das Arbeiten mit geringen Durchlaßströmen hält den Gesamtenergieverbrauch niedrig, die benötigten Schaltenergien bleiben gering, und man erzielt außerdem eine Verkürzung der Schaltzeiten. Wird jedoch der Emitterstrom durch einen Widerstand begrenzt, der nahezu den Betrag der Kennlinienneigung im aktiven Bereich erreicht, so ergeben sich schleifende Schnitte der Arbeitsgeraden mit der Eingangskennlinie. Das bedeutet, daß die Schaltung sehr empfindlich gegen geringe Schwankungen in der Spannungsversorgung auf der Emitter- und der Kollektorseite wird.

In der Schaltung nach Bild 3 a, b wird die Diode D_e durch U'_e in Durchlaßrichtung vorgespannt, solange sich der Schalttransistor im Sperrzustand befindet. Der Arbeitspunkt A_1 wird daher mittels U_e und R_1 festgelegt

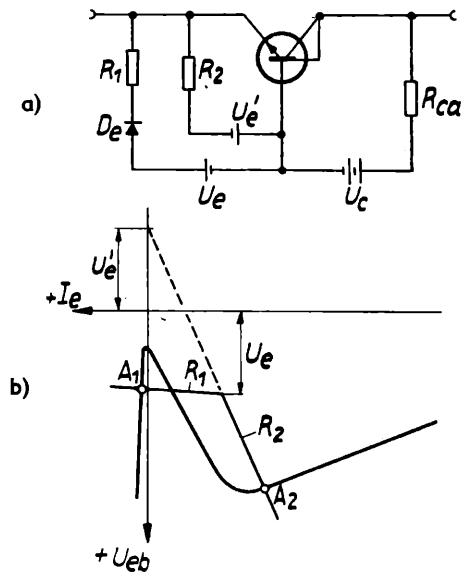


Bild 3. Bistabile Kippschaltung mit Stabilisierung des Arbeitspunktes im Flußbereich
a) Schaltbild $R_2 \gg R_1$
b) Eingangskennlinie

($R_1 \ll R_2$). Wenn jedoch der über den Schalttransistor fließende Strom einen bestimmten Wert überschreitet, wird D_e gesperrt, so daß nunmehr der Arbeitspunkt A_2 im Durchlaßbereich durch U_e' und R_2 eingestellt wird. Auf diese Weise läßt sich A_2 leicht in der Nähe des unteren Kennlinienknicks, unter Umständen sogar in dem Bereich mit schwacher negativer Steigung stabilisieren [3].

Ein Anwendungsbeispiel für diese Kippschaltung ist in dem in Abschnitt 4 beschriebenen Schieberegister gegeben (Bild 11). Die Schaltung ist jedoch nicht nur für Zähl- und Rechenanlagen, sondern auch für die Übertragung von Wechselstromsignalen von Bedeutung. Führt man nämlich dem Emitter des Schalttransistors Signale kapazitiv zu, so tritt stets eine Dämpfung über die parallel zum Eingang liegende Emitterstromversorgung auf. Im Falle der Schaltung nach Bild 3 a, b kann diese Dämpfung klein gehalten werden, da im Flußzustand des Schalttransistors der Weg über D_e gesperrt ist und damit der hohe Widerstand R_2 wirksam wird. In Zukunft können vermutlich an Stelle der gezeigten Dioden-Widerstandskombination auch spezielle strombegrenzende Halbleiterbauelemente mit hohem differentiellen Widerstand eingesetzt werden *).

Eine weitere, häufig angewandte bistabile Kippschaltung ist in Bild 4 a, b gezeichnet. Betrachtet man die Eingangskennlinien in Abhängigkeit vom äußeren Basiswiderstand R_{ba} (siehe [2], Bild 4), so erkennt man, daß sich mit steigendem R_{ba} der obere Knickpunkt vom Nullpunkt entfernt, während die im Flußzustand zwischen dem Emitter und dem Kollektor verbleibende Restspannung $U_{cb} - U_{eb}$ abnimmt. Um eine möglichst hohe Spannungsdifferenz zwischen dem oberen und dem unteren Knickpunkt zu erhalten, ist es notwendig, dem Schalttransistor im Sperrzustand einen niedrigen Basiswiderstand, im Flußzustand einen hohen Basiswiderstand zu geben [4]. Ein großer Spannungssprung ist nicht nur in Zähl- und Rechenschaltungen erwünscht, auch die über einen Schalttransistor übertragbare Signalleistung ist hiervon abhängig. Es ist ersichtlich, daß am Emitter nur solche Signale gesperrt werden können, deren Scheitelspannung die Spannungsdifferenz zwischen dem Arbeitspunkt A_1 und dem oberen Knicklinienpunkt nicht überschreitet. Andernfalls erfolgt selbständiges Umschalten in den Flußzustand. Im Durchlaßbereich hängt der zulässige Strom weitgehend davon ab, wie weit die Restspannung zwischen Emitter und Kollektor abgebaut werden kann. Ein hoher Basiswiderstand trägt hierzu wesentlich bei [5].

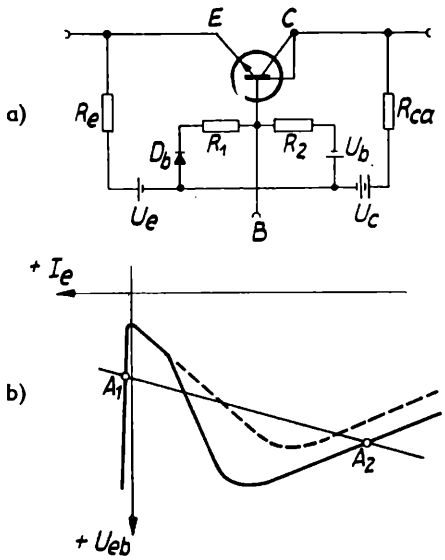


Bild 4. Bistabile Kippschaltung zur Erhöhung des Sprungbereiches
a) Schaltbild ($R_2 \gg R_1$)
b) Eingangskennlinie (gestrichelt: Kennlinie, wenn nur R_1 im Basiszweig liegt)

Bei der in Bild 4 a, b gezeichneten Schaltung ist die im Basiszweig liegende Diode D_b über R_1 und R_2 in Durchlaßrichtung vorgespannt, solange der Schalttransistor gesperrt ist und daher nur ein geringer Basisstrom fließt. Als äußerer Basiswiderstand ist dann also nur R_1 und der Durchlaßwiderstand von D_b wirksam (R_1 wird nur benötigt, falls Schaltsignale bei B eingespeist werden sollen). Beim Umschalten tritt positives Potential am Punkt B auf, so daß D_b gesperrt wird und nunmehr der Basisstrom über R_2 fließt ($R_2 \gg R_1$). Die Eingangskennlinie (Bild 4 b) zeigt geringe negative Steigung, solange R_1 als Basiswiderstand wirksam ist, während im Bereich hohen Durchlaßstromes sich die Kennlinie der (positiven) Kollektorspannung infolge des hohen Basiswiderstandes R_2 weitgehend nähert. Die gestrichelt gezeichnete Fortsetzung der Kennlinie würde sich ergeben, wenn nur R_1 im Basiszweig eingesetzt würde.

Die vorstehend beschriebene Schaltung ist z. B. in der in Bild 16 dargestellten Anordnung zur Speicherabfragung angewandt. Auf einen in Serie mit der Diode liegenden Widerstand kann verzichtet werden, da in dem betrachteten Beispiel die Einspeisung der Schaltsignale in die Basiszuleitung transformatorisch erfolgt.

Neben den Kippschaltungen, in denen spezielle Dioden-Widerstandskombinationen entweder im Emitterkreis oder in der Basiszuleitung eingesetzt werden, sind auch Schaltungen mit anderen nichtlinearen Bauelementen von Bedeutung. Es ist beispielsweise häufig notwendig, die Kennlinie und die Arbeitspunkte des Schalttransistors gegen Schwankungen der Stromversorgung und deren Belastung zu stabilisieren. In der Schaltung nach

*) siehe z. B. Bell Laboratories Record 36 (1958), S. 150.

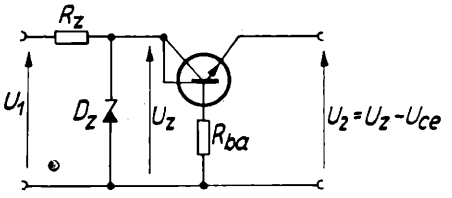


Bild 5. Schaltung zur Stabilisierung kleiner Spannungen

Bild 5 ist eine Zenerdiode D_z mit vorgeschaltetem Widerstand R_z zur Stabilisierung der Kollektorspannung eingesetzt.

Die Kombination zwischen Zenerdiode und speicherndem Schalttransistor kann auch zur Stabilisierung kleiner Spannungen dienen. Industriell werden Zenerdioden vorwiegend mit einer Durchbruchspannung von 6 bis 20 Volt hergestellt. Der Grund hierfür ist, daß sich in diesem Bereich die dynamischen Widerstände der Durchbruchcharakteristik gering halten lassen; außerdem geht der Temperaturkoeffizient der Durchbruchspannung bei etwa 6 Volt durch Null. Bei Zenerdioden mit einer Durchbruchspannung von weniger als 6 Volt erhält man erhebliche dynamische Widerstände; die Dioden zeigen auch vielfach einen „weichen" Durchbruch. Da sich jedoch leicht Schalttransistoren herstellen lassen, bei denen die zwischen Emitter und Kollektor verbleibende Restspannung etwa 1 bis 3 Volt beträgt, können hiermit Schaltungen zur Stabilisierung kleiner Spannungen aufgebaut werden. Die Kollektorspannung wird beispielsweise durch die Zenerspannung U_z festgehalten und die Restspannung U_{ce} zwischen Emitter und Kollektor abgegriffen, oder es wird nach Bild 5 auf der Emitterseite die Differenz U_2 zwischen U_z und der Restspannung U_{ce} entnommen. Der dynamische Innenwiderstand dieser Spannungsquelle setzt sich zusammen aus denjenigen der Zenerdiode und des Schalttransistors. Da die Restspannung von dem Basiswiderstand R_{ba} abhängig ist, läßt sich die Ausgangsspannung U_2 in gewissen Grenzen wählbar einstellen.

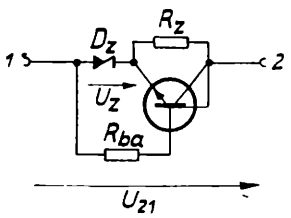


Bild 6. Zweipolige Kippschaltung

Schließlich sei noch eine Schaltung angegeben, bei der eine Spannung lediglich zwischen zwei Punkten 1 und 2 angelegt wird (Bild 6), so daß sich ähnliche Eigenschaften wie bei bistabilen Halbleiterdioden ergeben. Legt man zwischen 1 und 2 eine hinreichende Spannung an, so wird das Emitterpotential mittels D_z und R_z bei U_z festgehalten. Bei Steigerung von U_{21}, d. h. der Kollektorspannung des Schalttransistors, nimmt auch die Scheitelspannung der Eingangskennlinie (oberer Kennlinienknick) zu. Wenn die Scheitelspannung das Emitterpotential U_z überschreitet, geht der Schalttransistor sprunghaft in den leitenden Zustand über. Die dann zwischen 1 und 2 verbleibende Spannung setzt sich additiv aus der Zenerspannung U_z und der Restspannung des Schalttransistors zusammen. Das gleiche gilt auch für den dynamischen Widerstand der Schaltung.

Im Gegensatz zu bistabilen Halbleiterdioden, deren elektrische Eigenschaften nur durch das Herstellungsverfahren bedingt sind, läßt sich bei der angegebenen Schaltung die Zündspannung durch den Basiswiderstand R_{ba} einstellen. An Stelle der Zenerdiode D_z sind auch andere nichtlineare Bauelemente verwendbar, wenn diese einen mit wachsender Vorspannung hinreichend abnehmenden Widerstand besitzen, beispielsweise mehrere in Durchlaßrichtung hintereinandergeschaltete Siliziumdioden, oder VDR-Widerstände.

3. Monostabile und astabile Kippschaltungen

In den monostabilen Kippschaltungen besitzt der Schalttransistor nur einen stabilen Arbeitszustand, in welchen er nach jedem Kippvorgang zurückkehrt. Liegt beispielsweise der stabile Arbeitspunkt im Sperrbereich der Kennlinie (Arbeitsgerade II a in Bild 7 a, b), so wird der

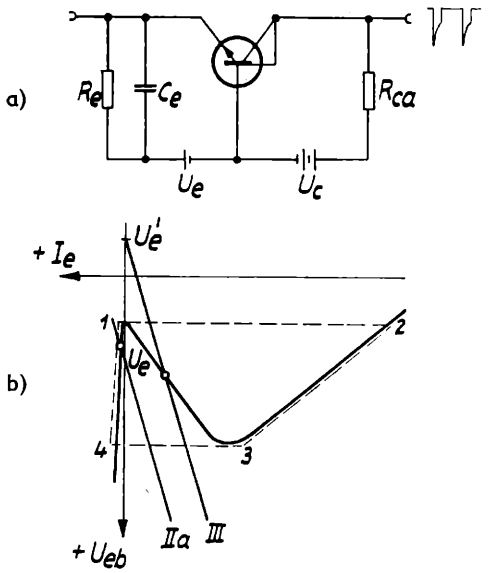


Bild 7. Monostabile und astabile Kippschaltungen zur Erzeugung von Impulsen und Sägezahnspannungen
a) Schaltbild
b) Eingangskennlinie mit Arbeitsgeraden

Kippvorgang durch einen negativen Impuls ausgelöst. Die hierzu notwendige Energie ist

$$W_1 = \frac{1}{2} C_e (U_1 - U_e)^2,$$

wobei $U_1 - U_e$ die Differenz zwischen der Vorspannung U_e und der Spannung am oberen Kennlinienknick ist (Dauer des Schaltimpulses $t_1 \ll R_e C_e$ vorausgesetzt). Auf der Kollektorseite läßt sich ein verstärkter Impuls entnehmen, der die in Bild 7 a angedeutete Form besitzt. Die Amplitude fällt zunächst exponentiell von I_2 auf I_3 ab und geht dann sprunghaft auf Null zurück *). Insgesamt wird dabei in dem $I_e U_{eb}$-Diagramm der Weg 1—2—3—4 durchlaufen.

Die Dauer des an R_{ca} erzeugten Impulses ist durch

$$t_2 \approx R_{ca} C_e \ln \frac{I_2}{I_3}$$

gegeben, solange $R_e \gg R_{ca} \gg R_d$ ist (R_d = Durchlaßwiderstand des Transistors). An R_{ca} wird dann die Energie

$$W_2 = \frac{1}{2} C_e R_{ca}^2 (I_2^2 - I_3^2)$$

*) Mit I_1 bis I_4 und U_1 bis U_4 sollen die den Punkten 1 bis 4 in Bild 7 b und 8 b entsprechenden Strom- und Spannungswerte bezeichnet werden.

geliefert, die erheblich größer als W_1 ist. Die monostabile Kippschaltung ist somit für Impulsverstärker- und Impulsformerstufen geeignet, wobei die Amplitude und die Dauer des abgegebenen Impulses unabhängig vom Eingangsimpuls ist. Die gleiche Schaltung kann auch als Impulshöhendiskriminator eingesetzt werden, da der Kippvorgang nur durch Impulse ausgelöst wird, deren Amplitude die Spannungsdifferenz zwischen U_e und der Spannung des oberen Kennlinienknicks überschreitet.

Um die monostabile Kippschaltung in eine astabile zu verwandeln, ist es lediglich notwendig, die Vorspannung U_e kleiner als U_1 (bzw. negativ) zu wählen, so daß man beispielsweise die Arbeitsgerade III erhält, die nur einen Schnittpunkt im aktiven Bereich der Eingangskennlinie besitzt (s. Bild 7 b). Der am Eingang liegende Kondensator C_e wird über den Schalttransistor aufgeladen, wenn sich dieser im leitenden Zustand befindet (Zeitdauer t_2), während die Entladung über R_e erfolgt. Während jeder Periode wird dabei der Weg 1—2—3—4—1 im $I_e\,U_{eb}$-Diagramm durchlaufen. Man erhält so am Kollektor eine Folge von Impulsen mit der Dauer t_2 und dem durch die Entladezeit gegebenen Abstand

$$t_3 = R_e C_e \ln \frac{U_4 - U'_e}{U_1 - U'_e}.$$

Durch die periodische Auf- und Entladung von C_e entsteht am Emitter eine Sägezahnspannung mit der Periodendauer $t_2 + t_3$. Diese Sägezahnspannung kann weitgehend linearisiert werden, indem man U_e stark negativ wählt oder indem man die Entladung allein über den nahezu spannungsunabhängigen Reststrom des Transistors erfolgen läßt. Im letzteren Falle ist jedoch die Kippfrequenz temperaturabhängig.

Eine spezielle astabile Kippschaltung zur Erzeugung von Rechteckspannungen ist in Bild 8 a, b dargestellt. Die

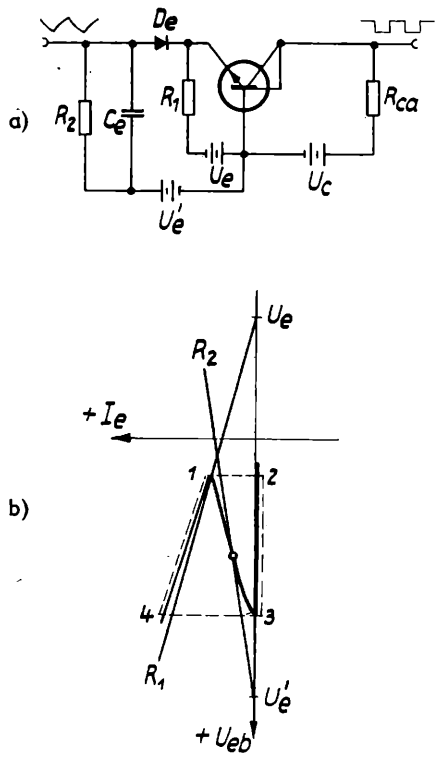


Bild 8. Erzeugung von Dreieck- und Rechteckspannungen
a) Schaltbild
b) Eingangskennlinie mit Parallelwiderstand R_1 und vorgeschalteter Diode D_e. Die Arbeitsgerade wird durch R_2 und U'_e festgelegt

Kapazität C_e wird über R_1 und D_e entladen, solange sich der Schalttransistor im Sperrzustand befindet. Ist das Potential am Emitter auf U_1 abgesunken (oberer Kennlinienknick), so geht der Schalttransistor in den leitenden Zustand über. Die Diode D_e erhält vom Kollektor aus Sperrpotential, so daß die Aufladung des Kondensators C_e nunmehr über R_2 erfolgt. Durch geeignete Wahl von C_e, R_1 und R_2, sowie der beiden Vorspannungen läßt sich die Frequenz und das Tastverhältnis der an R_{ca} erzeugten Rechteckspannung einstellen. Der Spannungsverlauf an C_e ist annähernd dreieckförmig [6].

4. Anwendungsbeispiele für den speichernden Schalttransistor in der Fernmeldetechnik

Die Anwendungsmöglichkeiten des speichernden Schalttransistors in der Fernmeldetechnik sind überaus zahlreich. Es sollen deshalb nur wenige charakteristische Beispiele gezeigt werden, die sich auf die grundsätzlichen Anwendungen beziehen. Das erste Beispiel soll die Funktion des Schalttransistors als elektronisches Relais zeigen (vgl. Bild 9). In eine Übertragungsleitung

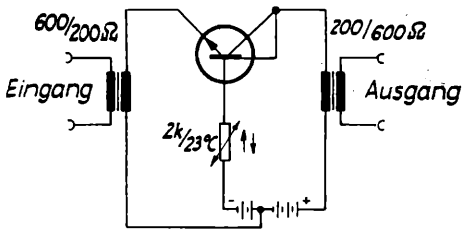


Bild 9. Temperaturempfindliches elektronisches Relais

von z. B. 600 Ω Impedanz wird der Schalttransistor mit je einem Übertrager im Emitter- und im Kollektorkreis eingepaßt. Der Schaltzustand des Transistors — nichtleitend oder leitend — öffnet oder schließt die Leitung für die zu übertragenden Signale. Eine niederohmige Anpassung ist zweckmäßig, um ein günstiges Schaltverhältnis zu erhalten und um die Kennlinie voll auszusteuern, so daß maximale Signalenergie übertragen werden kann. In dem gewählten Beispiel wird der Schaltzustand des Transistors durch einen temperaturempfindlichen Widerstand bestimmt. Der Schalter ist so eingestellt, daß im kalten Zustand die Leitung durchgeschaltet ist. Bei höherer Temperatur wird der Transistor und damit die Leitung gesperrt. Selbstverständlich kann der Umschaltmechanismus des Schalters auch in beliebig anderer Art ausgelöst werden, beispielsweise durch Impulse (vgl. Abschnitt 2 a).

Wegen seiner kurzen Schaltzeiten ist die Verwendung des Schalttransistors immer dort von Interesse, wo ein kurzes Signal übertragen oder gespeichert werden soll. Solche Aufgaben werden in der Zähl- und Rechentechnik gestellt [7]. Aus der Fülle der hier möglichen Beispiele sollen nur drei ausgewählt werden: Der Ringzähler, das Schieberegister und der Untersetzer. Wir beschreiben zunächst die Anwendung des speichernden Schalttransistors in einem Ringzähler (Bild 10). Alle Transistoren des Ringzählers liegen in bekannter Weise an einer gemeinsamen Emitterzuleitung, so daß sich stets nur ein Schalttransistor im „Ein"-Zustand befinden kann. An dem gemeinsamen Emitterwiderstand werden positive Rückstellimpulse eingespeist. Die Zählimpulse beeinflussen die offenen Transistoren nicht. Ausschließlich der leitende Transistor wird in den nichtleitenden Zustand überführt. Ein dabei an seinem Kollektor entstehender

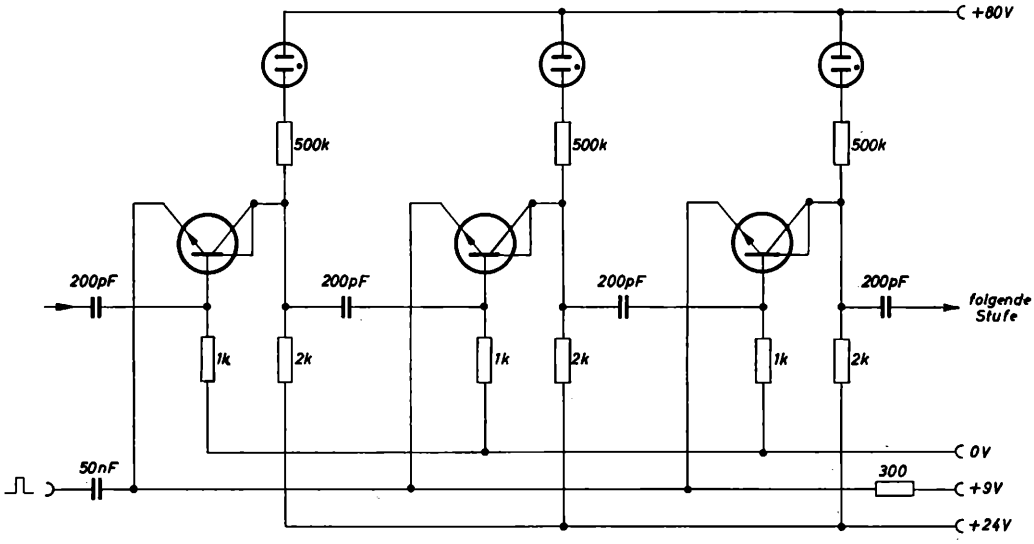


Bild 10. Ringzähler mit Schalttransistoren (3 Stufen)

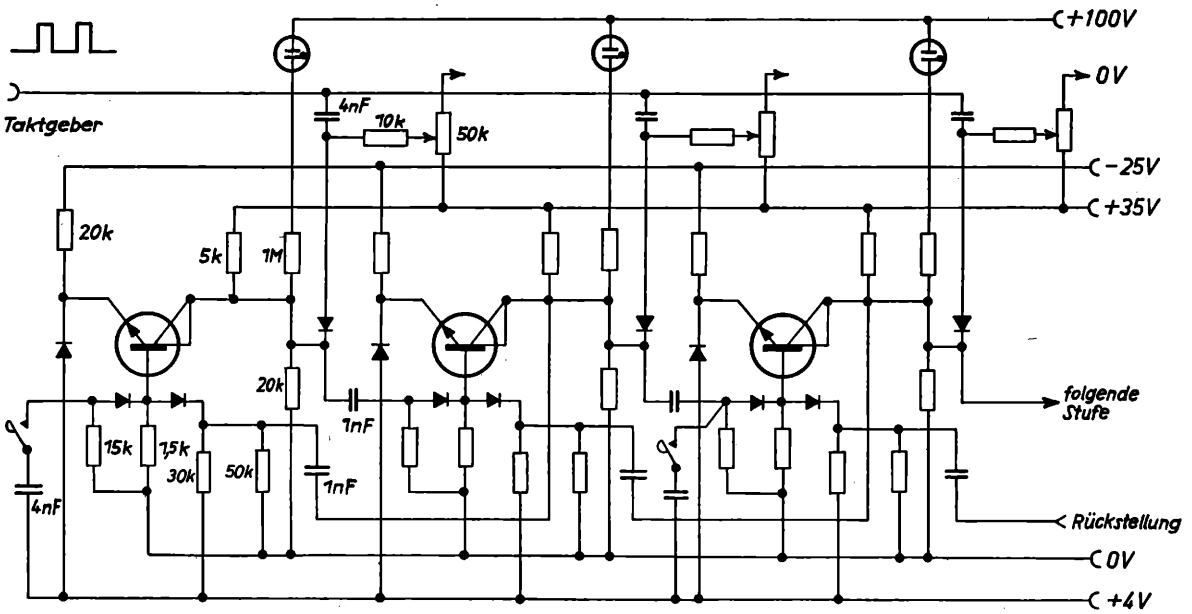


Bild 11. Schieberegister mit Schalttransistoren

positiver Impuls führt das Folgeglied der Kette in den leitenden Zustand über. Jeder äußere Schaltimpuls gibt also den stromführenden Zustand der n-ten Stufe an die $(n + 1)$-te Stufe weiter. Die Zeitkonstante der Koppelglieder soll größer als die Dauer der Zählimpulse, aber kleiner als der Impulsabstand gewählt werden. Die Ansprechzeit eines Gliedes der Kette, d. h. die Umschaltzeit des Transistors bestimmt die maximal erreichbare Arbeitsfrequenz einer solchen Zählkette. Mit den in [1] beschriebenen Schalttransistoren konnten in einer Zählkette nach Bild 10 Zählfrequenzen bis zu 4 MHz erzielt werden, entsprechend einer Umschaltzeit von $2{,}5 \cdot 10^{-7}$ sec.

Eine in Rechenmaschinen viel verwendete Zählanordnung ist das Schieberegister. Es besteht aus einer Kette von zwischenverbundenen bistabilen Schaltstufen. Man kann sich das Schieberegister aus einer Zählkette hervorgegangen denken, bei der zwischen den einzelnen Stufen noch Diodentore eingeschaltet sind, die durch äußere Signale erst in einem gewünschten Sinne geöffnet werden [3]. Eine derartige Anordnung ist deshalb zu vielseitigeren Operationen geeignet als der einfache Ringzähler. Bild 11 zeigt ein Ausführungsbeispiel eines Schieberegisters mit speichernden Schalttransistoren. Von einem Impulsgenerator, dem sogenannten Taktgeber, werden fortlaufend Schaltimpulse auf eine Leitung gegeben, die mit dem Diodentor einer jeden Registerstufe verbunden ist. Für die Taktgeberimpulse ist das Diodentor grundsätzlich gesperrt. Erst wenn ein negativer Impuls (in Bild 11 von außen einstellbar) die erste Registerstufe eingeschaltet hat und das Kollektorpotential wesentlich abgebaut ist, wird das zugehörige Diodentor geöffnet und der Taktgeberimpuls wirksam. Er versetzt die folgende Stufe in die „Ein"-Stellung. Von hier geht ein positiver Rückstellimpuls zur ersten Registerstufe zurück und bringt die Vorstufe wieder in den „Aus"- oder Bereitschaftszustand. Die Übertragung des „Ein"-Zustandes auf die folgenden Stufen setzt sich nun durch die ganze Kette fort, solange die Taktgeberimpulse andauern.

Eine andere für Rechenautomaten wichtige Zählschaltung ist die Untersetzerschaltung. Sie besteht aus einer Folge von bistabilen Schaltstufen, bei der die Schaltstöße des einen Vorzeichens zwischen den einzelnen

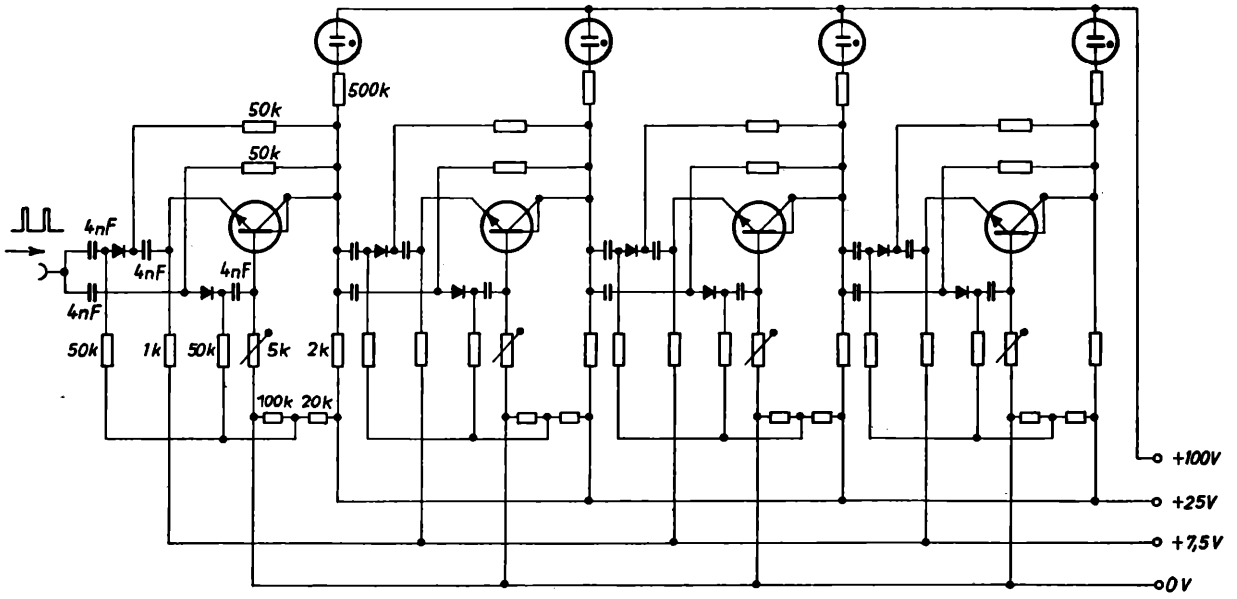


Bild 12. Vierstufiger Untersetzer mit Schalttransistoren

Stufen durch Gleichrichtung unterdrückt werden. So wird eine in der ersten Stufe zugeführte Impulsfolgefrequenz in den folgenden Stufen jeweils um den Faktor zwei herabgesetzt. Im Gegensatz zur normalen Multivibratorschaltung mit zwei Flächentransistoren braucht bei Verwendung von Schalttransistoren jede Untersetzerstufe nur mit einem Schalttransistor ausgerüstet zu werden. Dadurch wird die Zahl der noch notwendigen weiteren Schaltelemente stark herabgesetzt. Bild 12 vermittelt den geringen Aufwand, den ein vierstufiger Untersetzer mit Schalttransistoren erfordert. Neben den Widerständen zur Arbeitspunkteinstellung des Transistors und der Dioden werden nur noch vier Koppelkondensatoren und zwei Dioden in jeder Stufe benötigt. Die Schaltimpulse werden über je eine Diode entweder dem Emitter oder der Basis des Schalttransistors in der einzelnen Untersetzerstufe zugeführt. Befindet sich die Stufe im „Ein"-Zustand so wird der positive Signalimpuls am Emitter zum Umschalten wirksam, während das Signal an der Basis durch die Diode gesperrt ist. Im „Aus"-Zustand ist am Emitter das positive Signal unwirksam, während der auf die Basis treffende Impuls umschaltet. Mit Steuerimpulsen von 0,2 µsec Dauer mit einer Amplitude von 2 bis 3 Volt können in einer Untersetzerschaltung nach Bild 12, die mit Schalttransistoren nach [1] ausgerüstet ist, Impulsfolgefrequenzen bis zu 2,5 MHz untersetzt werden.

Als Beispiel für die Anwendung des speichernden Schalttransistors in der Verstärkertechnik soll ein Zweirichtungsverstärker beschrieben werden, der in der Lage ist, beispielsweise im Zuge einer Leitung nach beiden Richtungen hin zu verstärken (vgl. Bild 13). Die gesamte Anordnung besteht aus einem symmetrischen Verstärker im Leitungszug, der mit den Übertragern $\ddot{U}_1 \ldots \ddot{U}_4$ und den Dioden D_3 und D_4 einen niederohmigen oder hochohmigen Eingang bzw. Ausgang erhält und einen Spannungsumschalter. Der symmetrische einstufige Verstärker wird am besten durch einen symmetrisch aufgebauten Transistor (T_2) realisiert, dessen Emitter- und Kollektorelektrode ihre Funktionen bei Vertauschung der angelegten Spannungen wechseln können. Den Spannungswechsel bewirkt der elektronische Spannungsumschalter. Er besteht aus einem Schalttransistor T_1, der

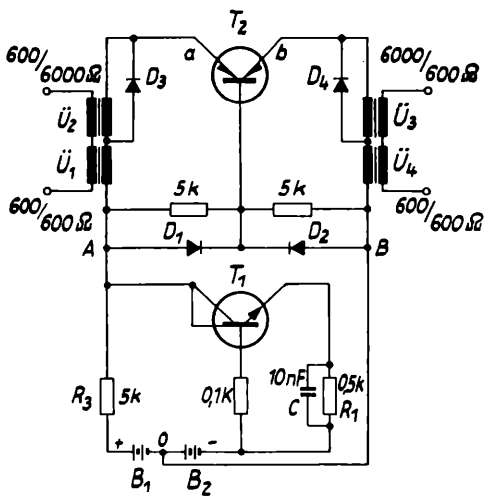


Bild 13. Zweirichtungsverstärker

die Polarität der Spannungszuführung für den Verstärker vertauscht. Die Umschaltfrequenz wird durch ein *RC*-Glied im Emitterkreis eingestellt. T_1 arbeitet in der astabilen Kipplage und gibt eine rechteckförmige Umschaltspannung ab. Im leitenden Zustand ist der Schalter so niederohmig, daß der negative Pol der Batterie B_2 mit dem Punkt A des Verstärkers verbunden ist. Im gesperrten Zustand ist der Schalter so hochohmig, daß der Punkt A vom positiven Pol der Batterie B_1 gespeist wird. Die Basisspannung des symmetrischen Transistors wird durch die von einem Ohmschen Widerstand überbrückten Dioden D_1 und D_2 in die gewünschte Arbeitslage eingestellt. Beträgt die Umschaltfrequenz f, so werden Nutzfrequenzen bis zu $f/2$ in beiden Richtungen vom Verstärker übertragen. Wegen der kurzen Schaltzeiten des Schalttransistors können Umschaltfrequenzen bis zu einigen 100 kHz an den symmetrischen Verstärker gelegt werden.

Das im Zweirichtungsverstärker angewendete Prinzip, eine Leitung nur für eine bestimmte Zeitdauer freizugeben, kann auf mehrere Leitungen ausgedehnt werden. Man gelangt dann zum sogenannten Zeitvielfach, das in der Vermittlungstechnik immer mehr an Bedeu-

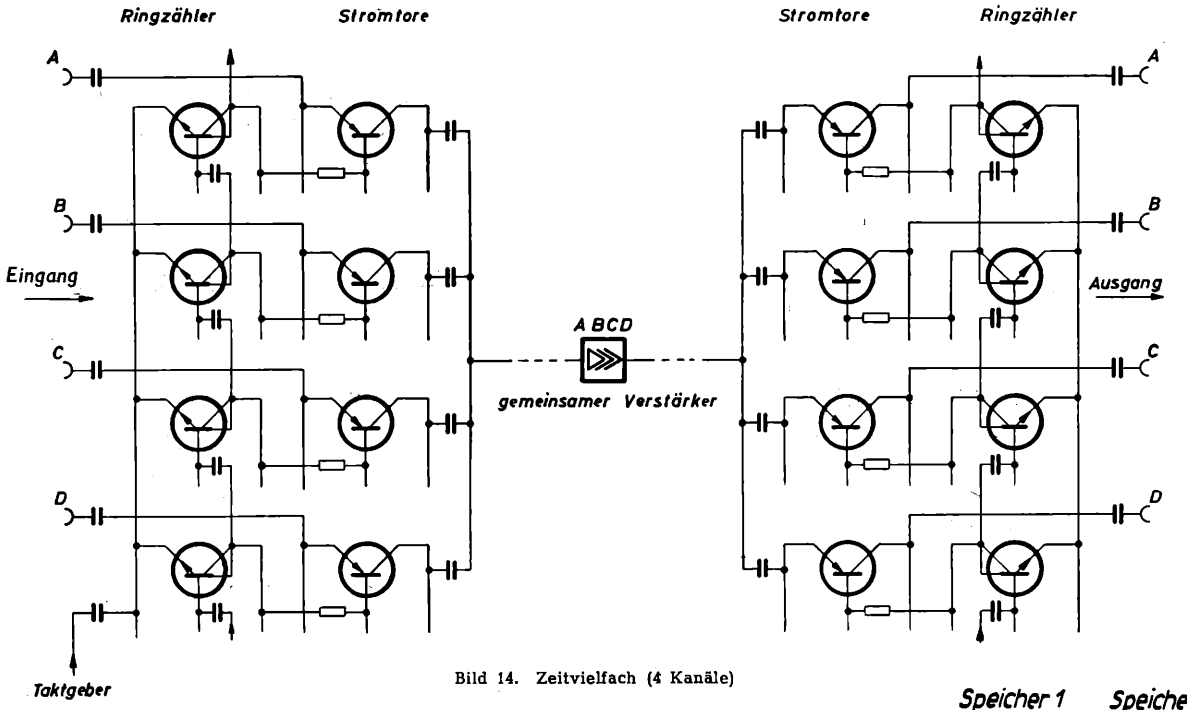


Bild 14. Zeitvielfach (4 Kanäle)

tung gewinnt. Bild 14 gibt die Schaltskizze eines mit speichernden Schalttransistoren ausgerüsteten Zeitvielfaches wieder. Hier besteht die schaltungstechnische Aufgabe, mehrere Leitungen (in Bild 14 sind 4 Leitungen gezeichnet) derart über einen gemeinsamen Verstärker zu führen, daß Eingang A immer nur mit Ausgang A und Eingang B immer nur mit Ausgang B und so fort verbunden sind. Dieses wird im Zeitvielfach dadurch bewirkt, daß die Leitungen ABCD nacheinander an den Eingang und gleichzeitig an den entsprechenden Ausgang des Verstärkers gelegt werden, jeweils für ein Viertel der ganzen Periode. Das fortlaufende Öffnen und Schließen der Leitungen erfolgt durch Transistorentore, die von Schalttransistoren, welche den einzelnen Leitungen zugeordnet sind, geöffnet und gesperrt werden. Alle Schalttransistoren sind wie in einer Zählkette miteinander verbunden und liegen an einer gemeinsamen Impulsleitung. Sie werden von einem Impulsgenerator derart gesteuert, daß immer nur eine Leitung während der Zeitdauer zwischen zwei Impulsen über den Verstärker geführt wird, und daß der folgende Impuls die nächste Leitung durchschaltet. Die Stromtore haben die Aufgabe, die einzelnen Leitungen voneinander zu entkoppeln. Vier Sprachfrequenzmodulationen können z. B. gleichzeitig mit dem Zeitvielfach nach Bild 14 durch den gemeinsamen Verstärker übertragen werden, wenn die Umschaltfrequenz des Zeitvielfachs 40 kHz beträgt.

Ein anderes Beispiel aus der Vermittlungstechnik behandelt eine Speicherwahl. Es betrifft die Durchschaltung einer Vielzahl von Eingängen (ankommenden Leitungen) auf eine geringe Anzahl von Ausgängen (zur Verfügung stehenden Speichern) derart, daß immer nur ein Eingang mit einem Ausgang verbunden wird. Wie in Bild 15 gezeigt wird, läßt sich diese Aufgabe mit Schalttransistoren in einfacher Weise lösen. In dem gewählten Beispiel sind 3 Eingänge und 2 Ausgänge, die zu je einem Informationsspeicher führen sollen, gezeichnet. An den Knotenstellen, an denen sich die Eingangsleitungen mit den Speicherleitungen kreuzen, ist jeweils ein Schalt-

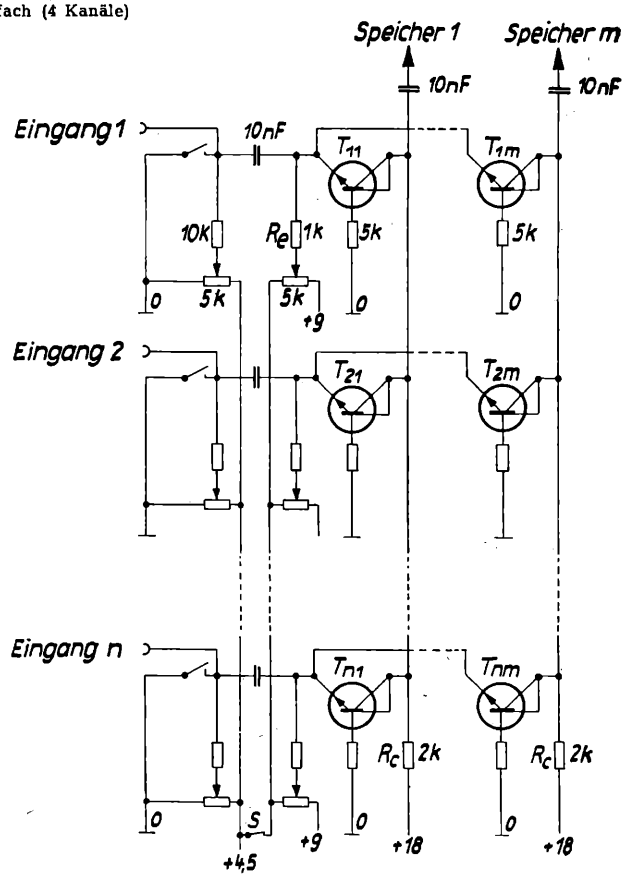


Bild 15. Modell zur Speicherwahl

transistor angeordnet. Er hat die Aufgabe, die Verbindung zwischen dem ihm zugeordneten Eingang und dem Speicher herzustellen und danach weitere Verbindungen zu blockieren. Das wird dadurch erreicht, daß alle Schalttransistoren, die in einer Zeile nebeneinander liegen, einen gemeinsamen Emitterwiderstand R_e besitzen (an dem das Eingangssignal für die Zeile eingespeist wird) und daß alle in einer Spalte untereinander liegenden Schalttransistoren einen gemeinsamen Kollektorwiderstand R_c besitzen (an dem das Ausgangssignal abgenom-

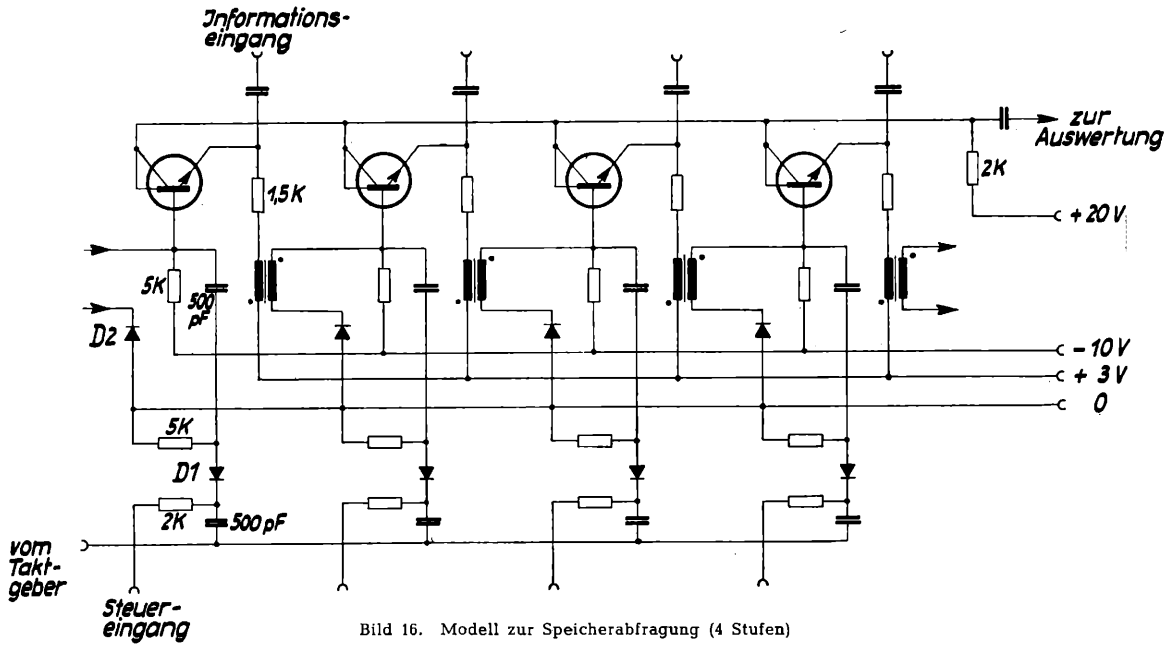


Bild 16. Modell zur Speicherabfragung (4 Stufen)

men wird). Wird jetzt z. B. der Schalttransistor T_{11} „gezündet" (leitend gemacht), d. h. Eingang 1 mit Speicher 1 verbunden, so ist das Emitterpotential aller Transistoren der Zeile 1 so weit herabgesetzt, daß die Zündung weiterer Transistoren aus dieser Zeile unmöglich wird. Aus dem gleichen Grunde sinkt die Kollektorspannung aller Transistoren, die zum Speicher 1 gehören, so weit ab, daß sie durch weitere negative Impulse an ihren Emittern nicht mehr gezündet werden können. Damit sind die Transistoren der Zeile 1 und der Spalte 1 blockiert. Es kann nur noch ein freier Eingang mit einem unbelegten Speicher verbunden werden. Wenn die Speicherkapazität erschöpft ist, ist eine weitere Durchschaltung von Leitungen nicht mehr möglich. In dem Modell nach Bild 15 werden negative Einschaltimpulse dadurch hergestellt, daß die Eingänge kurzfristig an Masse gelegt werden. Das Modell enthält ferner einen Schalter S zur gemeinsamen Rückstellung aller Transistoren.

Auch die Aufgabe einer zeitlich aufeinander folgenden Speicherabfragung — d. h. die Durchschaltung zu einem gemeinsamen Auswerteorgan — kann mit Schalttransistoren in ähnlich einfacher Weise bewältigt werden. Bild 16 zeigt die Schaltanordnung für die Abfrage von 4 Speichern. Die Informationsspeicher können beliebig gestaltet sein. Sie sind in Bild 16 nicht eingezeichnet. Ein Speicher hat im gefüllten Zustande die Fähigkeit, die Signale vom Taktgeber durch das dazugehörige Diodentor zu sperren, bis seine Information zur Auswertung abgenommen worden ist. Die jedem Speicher zugeordneten Schalttransistoren werden wie im Ringzähler in dem vom Taktgeber vorgegebenen Rhythmus nacheinander in den leitenden Zustand versetzt. Sie stellen in diesem Zustand eine leitende Verbindung zwischen Auswertestelle und Speicher her, über die die Speicherinformation entnommen werden kann. Solange der Speicher noch Nachricht enthält, bleibt die Blockierung des zugehörigen Diodentores bestehen, und der Fortschaltmechanismus der Zählkette ruht. Nach Entnahme der Information läuft die Kette von selbst weiter, bis sie auf den nächsten gefüllten Speicher trifft. Der Ringzähler nach Bild 16 enthält einige Besonderheiten. In der Basis-

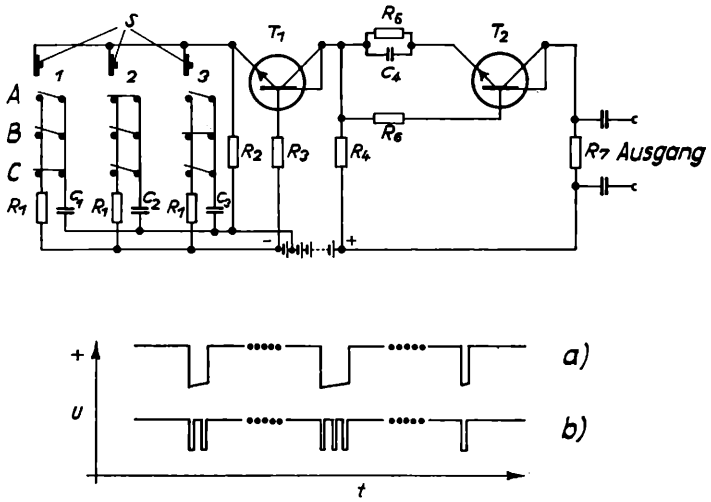


Bild 17. Elektronischer Impulsgeber mit Schalttransistoren

zuleitung wird eine Diodenwiderstandskombination verwendet, die eine Erhöhung des Spannungssprunges am Emitter bewirkt (vgl. Abschnitt 2 b). Da alle Kollektoren der Kette an einem gemeinsamen Widerstand liegen, kann das Einschaltsignal für die Folgestufe nicht vom Kollektor abgenommen werden. In der Zählkette wird daher die Fortschaltung vom Emitter einer Stufe auf die Basis der folgenden durch eine transformatorische Stufenkopplung mit Phasenumkehr bewirkt, um positive Basisschaltimpulse zu erhalten.

Als letztes Beispiel soll ein elektronischer Impulsgeber für eine Ziffernwahl beschrieben werden. Der Impulsgeber besteht aus einem elektronischen Teil, in dem die Impulshöhe und Breite sowie die Impulsfolge geregelt wird, und aus einem mechanischen Teil, in dem durch eine Kontaktvorwahl eine bestimmte Ziffernfolge festgelegt werden kann (vgl. Bild 17). Die Bestimmung der Ziffernfolge kann durch eine mechanische Abfragevorrichtung gelöst werden. Es soll darauf hier nicht näher eingegangen werden. Zur Vereinfachung des Schaltbildes sind in Bild 17 nur drei Wahlebenen (A, B, C) und drei Ziffern (1, 2, 3) der mechanischen Kontaktauslösung gezeichnet. Die Kontakte sollen nacheinander in der

Reihenfolge A, B, C durch den Schalter S betätigt werden. Der elektrische Teil des Impulsgebers besteht aus zwei speichernden Schalttransistoren T_1 und T_2. Von diesen hat T_2 die Aufgabe, die eigentlichen Impulse nach Höhe, Dauer und Zwischenpause abgestimmt zu liefern, während T_1 die Länge der Zeitdauer bestimmt, in der T_2 Impulse abgibt. Die Impulse werden also von T_2 erzeugt, ihre Zahl wird von T_1 bestimmt. Um diese Funktionen erfüllen zu können, arbeitet der Schalttransistor T_2 in der astabilen Kipplage, er besitzt also keinen festen Arbeitspunkt. Der zeitliche Ablauf seines Kippvorganges wird im wesentlichen durch das Glied $R_5 C_4$ geregelt. Bei geeigneter Dimensionierung entstehen fortlaufend annähernd rechteckförmige, äquidistante Signale, die über den Widerstand R_7 kapazitiv abgenommen und auf eine Leitung gegeben werden können. Der Schalttransistor T_1 hat die Aufgabe, diese kontinuierliche Impulsfolge zu begrenzen und damit die Ziffern einzustellen. T_1 arbeitet deshalb in der monostabilen Kipplage. Sein Arbeitswiderstand R_2 ist so gewählt, daß er nur einen stabilen Schnittpunkt mit der Charakteristik des Schalttransistors hat. Die Dauer des monostabilen Kippablaufes wird durch die Zeitkonstanten $R_1 C_1$ und so fort geregelt, die über den Schalter S im Emitterkreis von T_1 eingeschaltet werden. Es entsteht an R_4 der in Bild 17 mit a) bezeichnete Spannungsverlauf. Nunmehr erhält auch der in der Kollektorzuleitung von T_1 liegende Emitter von T_2 ein negatives Spannungssignal. Der Impulsgeber T_2 beginnt solange zu arbeiten, bis T_1 wieder volle Kollektorspannung besitzt. Die an R_7 auftretenden Impulse haben den in Bild 17 mit b) bezeichneten Verlauf.

Die hier vorgetragenen Anwendungen des Schalttransistors lassen sich in beliebiger Weise vermehren. Die Auswahl der Beispiele soll nur zeigen, daß der Einsatz von Schalttransistoren viele Probleme der Fernmeldetechnik in einfacher und ökonomischer Weise lösen kann.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *v. Münch, W.* und *H. Salow:* Nachrichtentechn. Z. 11 (1958), S. 293.

[2] *v. Münch, W.:* Nachrichtentechn. Z. 11 (1958), S. 565.

[3] *Baker, R. H., I. L. Lebow* und *R. E. McMahon:* Proc. Inst. Radio Eng. 42 (1954), S. 1152.

[4] *Trent, R. L.:* Proc. Inst. Radio Eng. 40 (1952), S. 1562.

[5] *Cooke-Yarborough, E. H.:* Proc. Brit. IRE 101 (1954), S. 281.

[6] *Keonjian, E.* und *J. J. Suran:* Electronics 30 (1. Sept. 1957), S. 165.

[7] *Salow, H.:* Nachrichtentechn. Fachber. 5 (1956), S. 57.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 7, JULI 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Funkbeobachtungen der ersten beiden künstlichen Erdsatelliten

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Von **Horst Fleischer**, Darmstadt

Mit 17 Bildern

DK 621.317.36 : 621.396.946

1. Allgemeines

Der Funkkontroll-Meßdienst der Deutschen Bundespost erfuhr von dem erfolgreichen Abschuß des ersten Satelliten durch die deutschen Presseagenturen. Von diesem Zeitpunkt ab schalteten die Funkkontroll-Meßstellen, späterhin die Funkwetterbeobachtungsstelle Detmold und die Außenstelle des FTZ in Breisach die in den Meldungen angegebenen Frequenzen, um sie zu messen und zu registrieren. Im Rahmen dieser Mitteilung werden jedoch nur die Ergebnisse des Funkkontroll-Meßdienstes näher beschrieben.

Tafel 1. Beobachtungszeiten des ersten künstlichen Erdsatelliten am 6. Oktober 1957 (Umlaufzeiten nach Prof. *Kritzinger*, Karlsruhe)

Lfd. Nr. der Umläufe	Nr. des Umlaufs	Ende der normalen Umlaufzeit (GMT)	Frequenz MHz	München	Differenz	
16	1	00.27	20	00.05 — 00.30	— 22	+ 3
			40	00.22 — 00.30	— 5	+ 3
17	2	02.03	20	01.48 — 02.11	— 15	+ 8
			40			
18	3	03.39	20	03.23 — 03.31	— 16	— 8
			40	03.20 — 03.36	— 19	— 3
19	4	05.15	20	05.14 — 05.31	— 1	+ 16
			40	05.08 — 05.31	— 7	+ 16
20	5	06.51	20	06.32 — 06.50	— 19	— 1
			40			
21	6	08.27	20	08.09 — 08.20	— 18	— 7
			40	08.10 — 08.11	— 17	— 16
22	7	10.03	20	09.53 — 10.02	— 10	— 1
			40	10.15 — 10.45	+ 12	+ 42
23	8	11.39	20	11.25 — 11.54	— 14	+ 15
			40	11.30 — 11.45	— 9	+ 6
24	9	13.15	20	12.53 — 13.25	— 18	+ 10
			40	12.48 — 13.06	— 27	— 9
25	10	14.51	20	14.28 — 14.55	— 23	+ 4
			40	14.18 — 14.40	— 33	— 11
26	11	16.27	20	16.06 — 16.38	— 21	+ 11
			40			
27	12	18.03	20	17.48 — 18.19	— 15	+ 16
			40			
28	13	19.39	20	19.22 — 19.48	— 17	+ 9
			40	19.18 — 19.40	— 21	+ 1
29	14	21.15	20	20.57 — 21.15	— 18	0
			40	20.65 — 21.09	— 20	— 6
30	15	22.51	20	22.33 — 22.54	— 18	+ 3
			40	22.33 — 22.45	— 18	— 6

Infolge der ungewohnten Aufgabe waren die Messungen und Beobachtungen des ersten Tages noch spärlich. Dagegen weist der nächste Tag schon eine Vielzahl von Beobachtungen auf.

Die Beobachtungszeiten wurden dabei registriert und für alle beteiligten Meßstellen tabellarisch übersichtlich zusammengestellt. Tafel 1 gibt einen Ausschnitt aus den Beobachtungen des 6. Oktober 1957 der Meßstelle „München“ in Söcking b. Starnberg wieder. Dabei gibt die 1. Spalte die Gesamtzahl der Umläufe nach der Bekanntgabe des geglückten Startes und Spalte 2 die Zahl der Umläufe des betreffenden Tages wieder. In Spalte 3 werden die etwa für Deutschland geltenden Zeiten der Umläufe, wie sie von Prof. *Kritzinger*, TH Karlsruhe, zur Verfügung gestellt wurden, angegeben. Spalte 5 gibt die Hörbarkeit der Aussendungen wieder, während in Spalte 6 die Differenz der Anfangs- und Endzeit der Beobachtungen gegen die als Umlaufzeit festgelegte Zeit aufgetragen ist. Aus den Abweichungen von der „fahrplanmäßigen“ Umlaufzeit (der Satellit kam „zufälligerweise“ täglich auf die Minute genau), läßt sich auf die Lage der Bahn relativ zum Beobachter schließen, da je nach Lage des Beobachters entsprechende Zuschläge oder Abschläge zu den vollen Umlaufzeiten zu berücksichtigen sind. Der dem Beobachter nächstgelegene Punkt der Bahn jedes Umlaufes scheint annähernd mit dem Feldstärke- bzw. Lautstärkemaximum zusammenzufallen. Daher wurden auch die Beobachtungen graphisch für die einzelnen Tage dargestellt und das Lautstärkemaximum durch die Spitze markiert (Bild 1). Die Balken stellen dabei die Hörbarkeit der Ausstrahlungen bei den einzelnen Meßstellen auf den verschiedenen Frequenzen am 7. Oktober 1957 dar. Der Zeitmaßstab in der Mitte des oberen und unteren Teiles ist in Greenwich Meantime (GMT) aufgetragen.

2. Dauer der Hörbarkeit der Aussendungen

Die Hörbarkeit der Aussendungen war bei den einzelnen Umläufen verschieden. Im allgemeinen konnte festgestellt werden, daß die Zeichen sich ganz allmählich aus dem Rauschen heraushoben und nach und nach immer lauter wurden. Mitunter waren aber Perioden dazwischengeschaltet, in denen der Empfang aussetzte (vgl. Bild 1 02.00 GMT Konstanz). Kurze Zeit nachdem das Maximum der Lautstärke auf 20 005 kHz durchlaufen war, brach aber während der ersten Beobachtungstage die Hörbarkeit meist jäh ab. Der Empfang der Frequenz 40,002 MHz setzte dagegen oftmals später ein, war aber oft länger als die 20 005 kHz-Frequenz nach dem Durchgang durch das Lautstärkemaximum aufzunehmen. Das unterschiedliche Verhalten der beiden Frequenzen und

Tafel 2. Veränderung der Impulsdauer des ersten künstlichen Erdsatelliten (Aufnahmeort: Darmstadt)

Lfd. Nr.	Tag	Zeit GMT	Art der Aufnahme	MHz	Impulsdauer msec	Dauer des Zwischenraums msec	Dauer des Gesamtzeichens msec	Verh. Impuls/Zwischenr.	
1	5. 10. 57	19.30	Record.	20	207	198	405	1,04	
2	6. 10. 57		Record.	20	200	228	428	0,88	
3	6. 10. 57	22.47	Film	20	173,2	238,4	411,6	0,73	
4	7. 10. 57	16.31	Film	20	135,7	212	347,7	0,64	
5	7. 10. 57	19.49	Film	20	138,5	217,4	356,9	0,637	
6	8. 10. 57	00.17	Film	20	132	204,5	336,5	0,645	
7	14. 10. 57	19.36	Record.	40	224,3	132,3	356,6		1,69
	demnach			20				0,591	

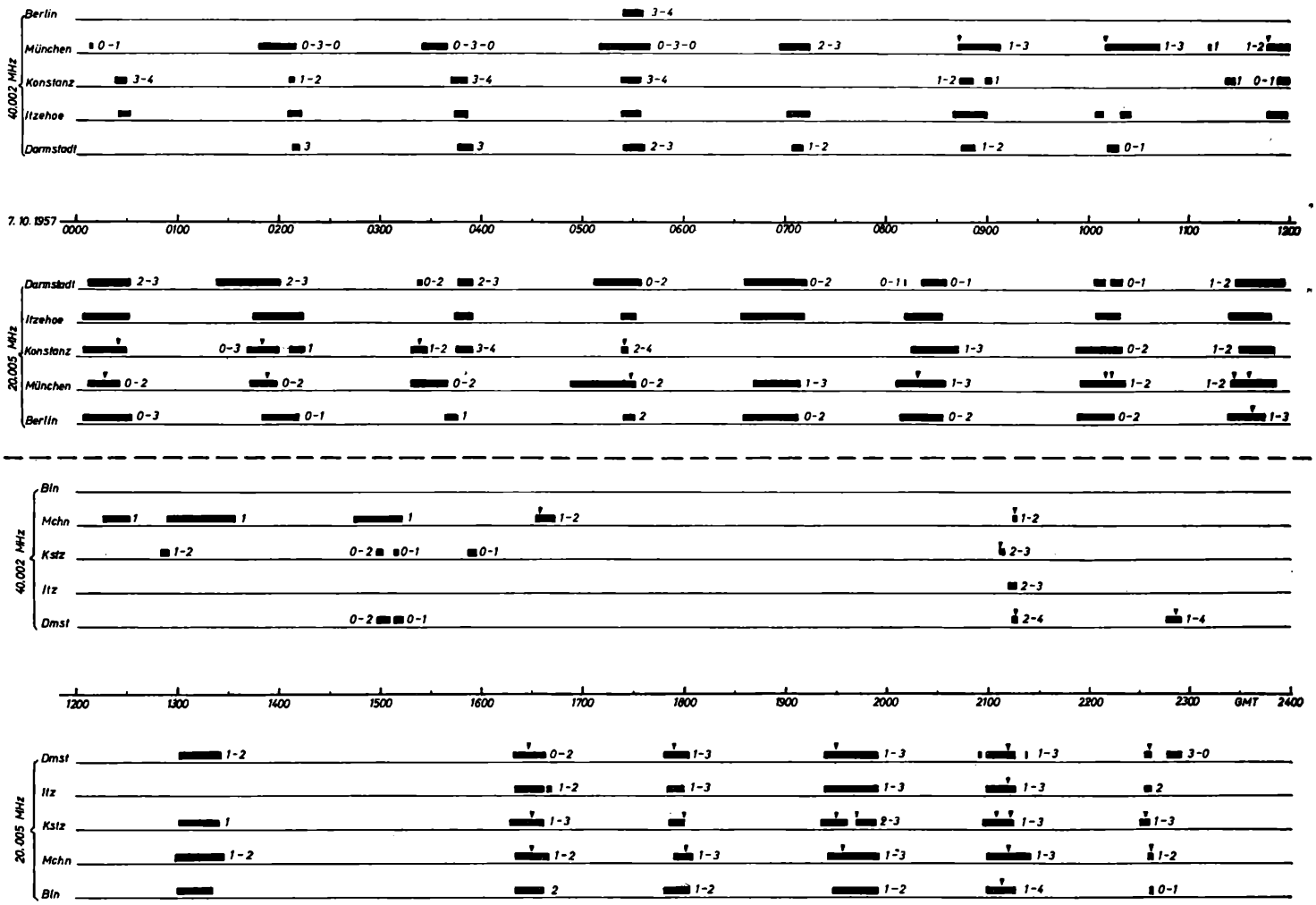


Bild 1. Hörbarkeit des ersten künstlichen Erdsatelliten bei den Funkkontroll-Meßstellen der Deutschen Bundespost am 7. Oktober 1957. (Spitze des Dreiecks bedeutet subjektives Lautstärke-Maximum); Zahlen hinter der Beobachtungsdauer bedeuten subjektive Lautstärke-Beurteilung in der 5er-Skala

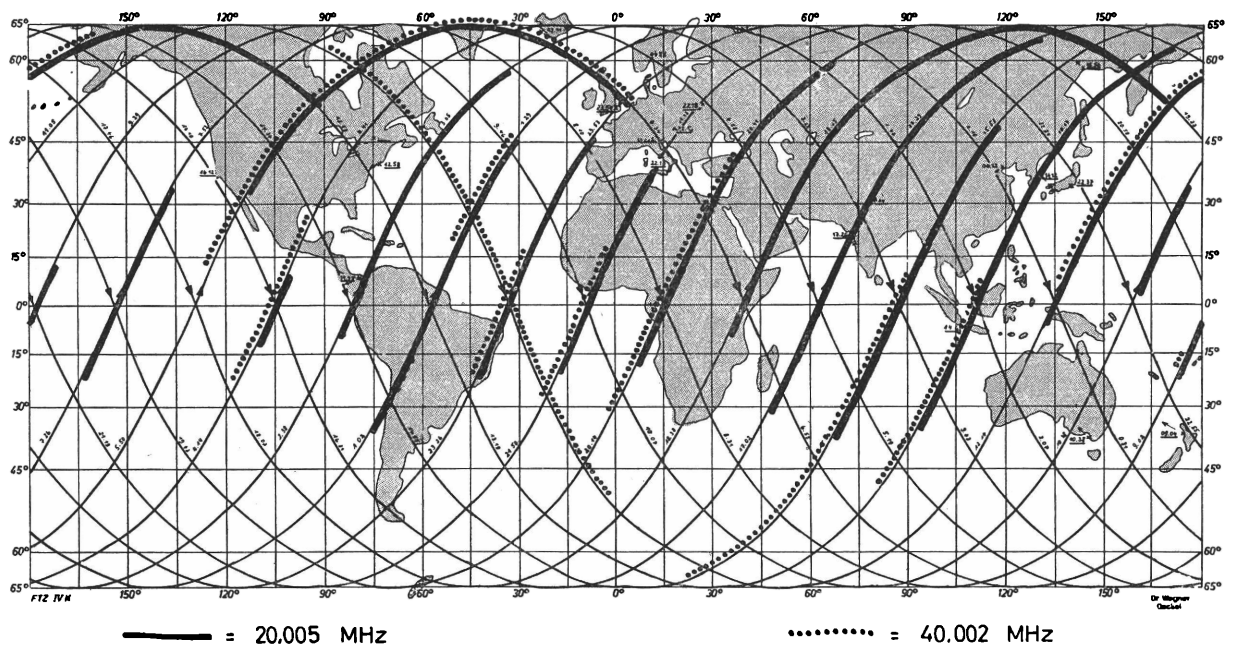


Bild 2. Hörbarkeit des ersten künstlichen Erdsatelliten am 6. Oktober 1957 in München. (Mutmaßliche Bahnberechnung nach Deutschem Wetterdienst, Offenbach)

die langen Beobachtungszeiten von teilweise 46 Minuten auf 20 005 kHz lassen sich wahrscheinlich durch ionosphärische Ausbreitung erklären. Zum besseren Verständnis dieser langen Beobachtungszeiten sind für einen Tag die Beobachtungszeiten in die vermutlichen Bahnprojektionen auf die Erde eingezeichnet. Diese Bahnprojektionen wurden vom Deutschen Wetterdienst nach den veröffentlichten Durchgangsdaten für den 8. und 9. Oktober aufgestellt. Da der „Fahrplan" fast auf die Minute eingehalten wurde, kann zunächst angenommen werden, daß diese Bahnen auch für die ersten Tage gelten (Bild 2). Man erkennt deutlich die lange Beobachtungszeit und die unterschiedliche Beobachtungszeit zwischen den beiden ausgestrahlten Frequenzen. Über den dem Beobachter nächstgelegenen Punkt der Bahn läßt sich allerdings bei dieser Kartenprojektion noch nichts aussagen. Dazu muß man eine Karte mit dem Standpunkt des Beobachters als Mittelpunkt verwenden. Die bei der Post vorhandene Karte für Funkzwecke „Die Welt um Frankfurt" (zwischenständige äquidistante Azimutalprojektion) leistet dafür gute Dienste. In eine solche Karte sind die Bahnprojektionen des ersten künstlichen Satelliten aus Bild 2 übertragen worden. Man erhält dann eine geschlossene Linie, die die beiden 65. Breitengrade tangiert. In diese Bahnprojektionen sind nunmehr die gleichen Hörbarkeitszeiten wie in Bild 2 eingetragen (Bild 3). Aus dieser Darstellung kann man besser entnehmen, daß die Hörbarkeit kurz nach Durcheilen des kürzesten Abstandes zum Beobachter verschwindet. Aber man sieht auch, daß mit nur „ungefähren" Bahnkurven noch keine zuverlässigen Aussagen gemacht werden können.

3. Impulsbeobachtungen

Der erste künstliche Satellit sandte während der ersten Tage auf beiden Frequenzen Impulse aus. Diese Impulse, die sich gut auf Tonband aufnehmen ließen, zeigten eine Impulsdauer von ungefähr 0,3 Sekunden. Sie konnten

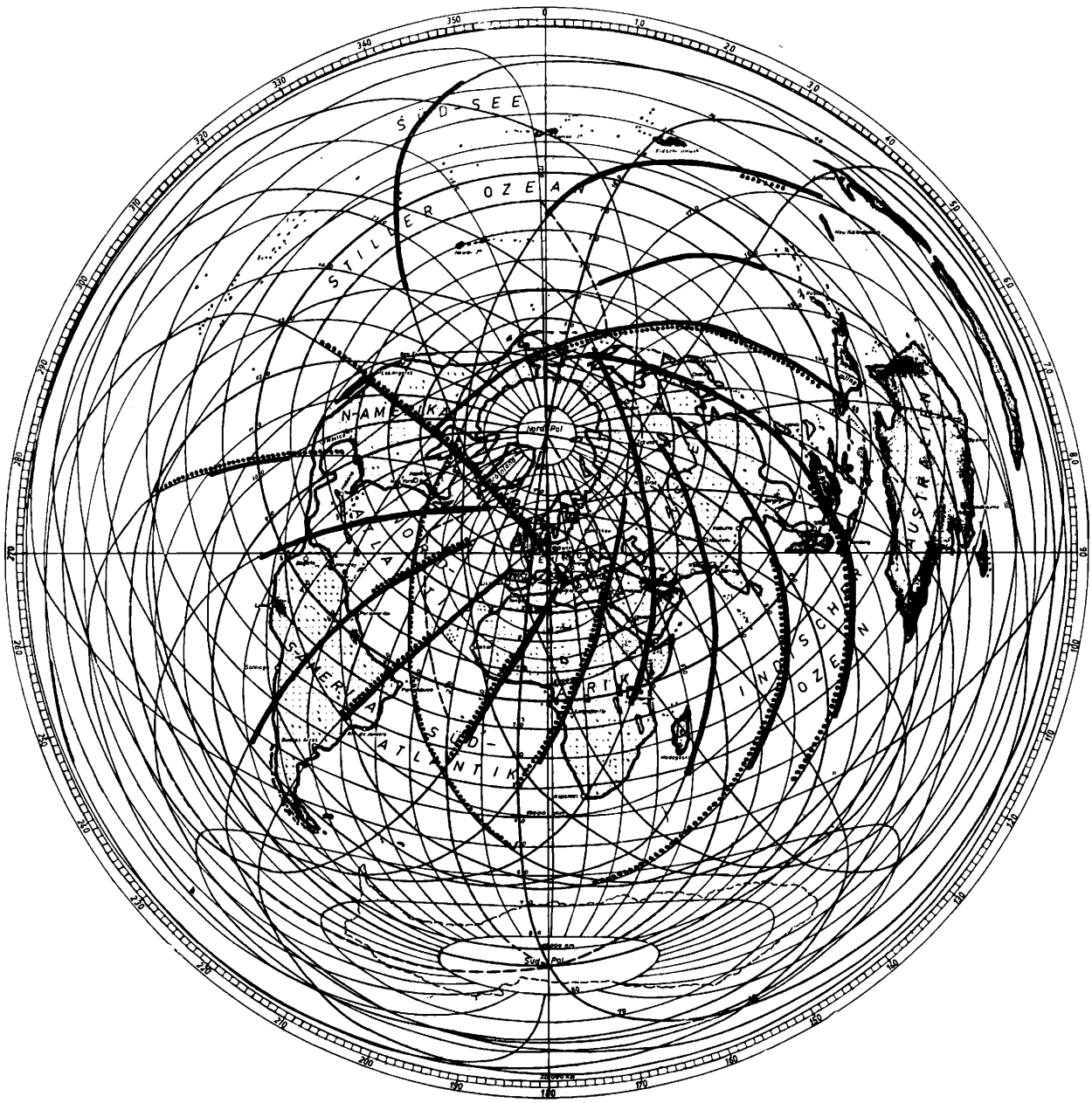


Bild 3. Hörbarkeit des ersten künstlichen Erdsatelliten am 6. Oktober 1957 in München (Azimutal-Projektion). (Mutmaßliche Bahnberechnung nach Deutschem Wetterdienst, Offenbach)

mit dem Recorder, am besten mit einem Doppelrecorder, aufgenommen werden, bei dem man auf den zweiten Kanal Sekundenimpulse einer Normalzeit schrieb (Bild 4). Dadurch war eine eindeutige Bestimmung der Zeitdauer möglich. Die Tonbandaufnahmen der ersten Tage zeigten bei Überlagerung der Empfangsfrequenz mit einer konstanten Normalfrequenz, um die Impulse „tönend" zu machen, eine typische Frequenzverschiebung zwischen den einzelnen Impulsen. Es müssen demnach drei verschiedene Hochfrequenzen ausgesandt worden sein, die um je 100 Hz versetzt waren. In Bild 5 sind die Impulse auf 20 005 kHz und 40,005 MHz mit dem Doppelrecorder gleichzeitig aufgenommen. Man erkennt sehr deutlich, daß die Impulse bei beiden Frequenzen gegenläufig sind, d. h. wenn die eine Frequenz den Impuls abstrahlt, hat die andere Frequenz abgeschaltet.

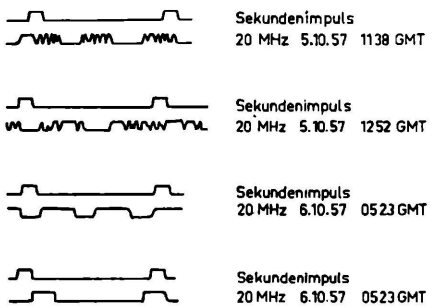


Bild 4. Impulse des ersten künstlichen Erdsatelliten auf 20 005 kHz (Aufnahmeort: Darmstadt)

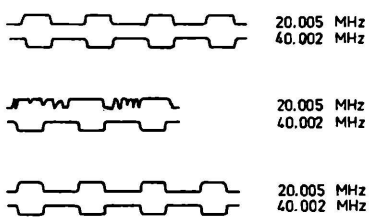


Bild 5. Impulse des ersten künstlichen Erdsatelliten auf 20 005 kHz und 40,002 MHz (Beobachtungsort: Darmstadt)

Wie man aus den Recorderaufnahmen Bild 4 und 5 erkennt, sind auf 20 005 kHz teilweise keine einwandfreien Dauerstriche, sondern während der Strichdauer mehrere Impulse wahrnehmbar. Bei Bild 5 zeigt sich diese Unruhe auch während der sonst vorhandenen Impulspause. Auf 40 MHz tritt keine Unruhe auf. Wären diese zusätzlichen Impulse durch zusätzliche Störungen hervorgerufen, so müßten sie sich wahrscheinlich ständig, und nicht wie bei Bild 4 nur während der Strichdauer des Senders bemerkbar machen. Bei Bild 4 könnte man noch annehmen, daß es sich um ausgeprägte sehr schnelle Fadings handelte. Dem würde aber Bild 5 widersprechen, bei dem die Unruhe auch während der sonst vorhandenen Tastpausen weitergeht. Dieses eigenartige Verhalten der Impulse wurde nunmehr noch im Oszillographen (niederfrequent) beobachtet und auf einem kontinuierlich vorgeschobenen Film registriert. Die Kamera hat einen kontinuierlichen Vorschub von 40 mm/sec und zeichnet das Oszillogramm schräg nach oben laufend während 90 msec auf. Dann folgen 10 msec Verdunkelung für den Rücklauf, so daß jeder Anfangspunkt der Registrierung (Bilder 6 bis 8) genau um 0,1 sec versetzt ist. Bild 6 gibt zunächst den Ausschnitt der Impulsregistrierung eines ungestörten Zeichens wieder. Man erkennt den geringen Rauschpegel, wenn der Sender nicht getastet wird und das klar gezeichnete

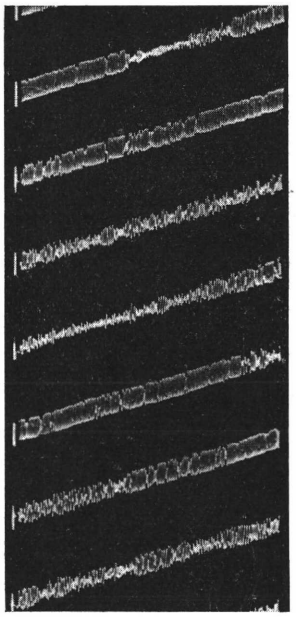


Bild 6. Impulsaufnahmen des ersten künstlichen Erdsatelliten auf 20 005 kHz am 6. Oktober 1957 22.47 GMT in Darmstadt. (Zeitdauer einer schrägen Zeile 90 msec, Zeitverschiebung zwischen zwei Zeilen 100 msec)

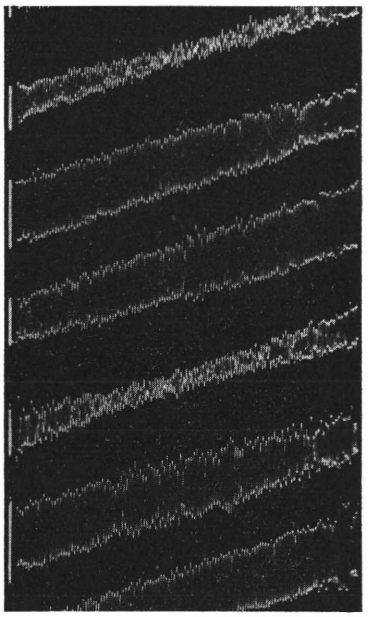


Bild 7. Impulsaufnahmen des ersten künstlichen Erdsatelliten auf 20 005 kHz am 8. Oktober 1957 00.17 GMT in Darmstadt mit starken Schwebungen während des Impulses. (Zeitdauer einer schrägen Zeile 90 msec, Zeitverschiebung zwischen zwei Zeilen 100 msec)

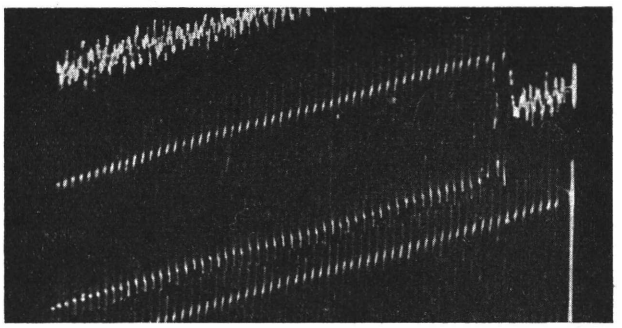


Bild 8. Impulsaufnahmen des ersten künstlichen Erdsatelliten auf 20 005 kHz am 7. Oktober 1957 18.00 GMT in Darmstadt, schwaches Signal, starkes Rauschen. (Zeitdauer einer schrägen Zeile 90 msec, Zeitverschiebung zwischen zwei Zeilen 100 msec)

Zeichen mit konstanter Amplitude. Bild 7 gibt Zeichen, die vielleicht durch Fading verformt sind, wieder, da das typische An- und Abschwellen des Fadings zu beobachten ist. Demgegenüber ist Bild 8 wahrscheinlich mit Fading nicht mehr zu erklären.

Aus den Impulsbeobachtungen kann man nun ablesen, siehe Tafel 2, daß sich die Impulsdauer während der Zeit der Beobachtungen allmählich verändert hat, und daß sich außerdem das Zeichen-Pausenverhältnis gleichfalls stetig änderte. Nach den in der Presse veröffentlichten russischen Informationen soll gerade in diesen Impulslängen der Nachrichteninhalt stecken.

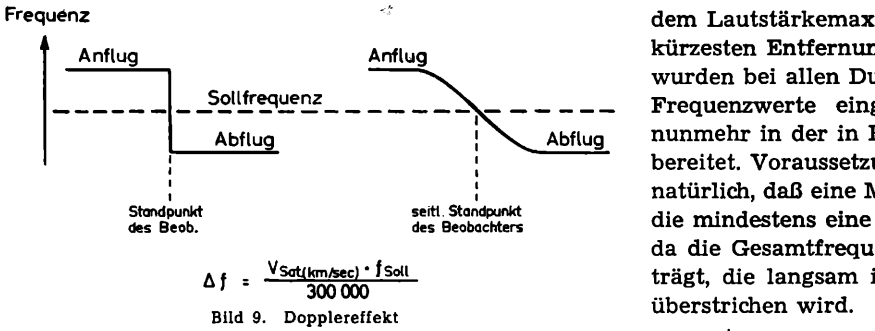
4. Die Beobachtungen zwischen 7. und 9. Oktober

Gegen Ende des 7. Oktobers setzten die Impulse auf den beiden Frequenzen zunächst vorübergehend aus. Sei es, daß der Sender infolge des Dauerträgers überbeansprucht wurde und in seiner Leistung zurückging, sei es, daß besondere Ausbreitungsbedingungen den Empfang der Aussendungen verhinderten, oder sei es, daß die Beobachtungsstellen infolge der nur kurzzeitigen Hörbarkeit eines schwachen Dauerträgers sich noch

nicht daran gewöhnt hatten, diesen als die Ausstrahlung des Satelliten zu identifizieren; für den Zeitraum zwischen dem 7. und 9. Oktober fehlen jedenfalls fast alle Aufzeichnungen. Die Meßstellen sind nämlich auch angewiesen, nur die Aussendungen zu registrieren, die sie eindeutig erkannt haben.

5. Dopplereffekt

Nachdem die Impulse bei den Ausstrahlungen des Satelliten weggefallen waren, konnte man nur noch einen schwachen Dauerträger auf dieser Frequenz feststellen. Leider waren aber gerade auf 20 005 kHz teilweise langanhaltend Dauerträger, die als Harmonische von Rundfunksendern erkannt werden konnten, festzustellen. Daher wurde das Erkennen äußerst erschwert. Die einzige Möglichkeit war nunmehr, die Ausstrahlungen mittels des Dopplereffektes zu erkennen. Zu diesem Zwecke wurde die Frequenz der Dauerträger ständig gemessen bzw. registriert. Der Dopplereffekt (vgl. Bild 9) ergibt bei der Fluggeschwindigkeit des Satelliten unmittelbar über dem Beobachter einen Frequenzunterschied von knapp 1 kHz bei 20 005 kHz und von knapp 2 kHz bei 40,002 MHz. Mißt man laufend die Frequenz, so kann man durch diesen Dopplereffekt besser als mit dem Lautstärkemaximum die Stelle der wahrscheinlich kürzesten Entfernung zum Beobachter festlegen. Daher wurden bei allen Durchgängen nach dem 9. Oktober die Frequenzwerte eingetragen. Die Ergebnisse wurden nunmehr in der in Bild 10 wiedergegebenen Form aufbereitet. Voraussetzung bei den Frequenzmessungen ist natürlich, daß eine Meßeinrichtung zur Verfügung steht, die mindestens eine Meßgenauigkeit von 10^{-6} aufweist, da die Gesamtfrequenzauswanderung nur 5×10^{-5} beträgt, die langsam in einer Zeit von etwa 10 Minuten überstrichen wird.



$$\Delta f = \frac{V_{Sat(km/sec)} \cdot f_{Soll}}{300\,000}$$

Bild 9. Dopplereffekt

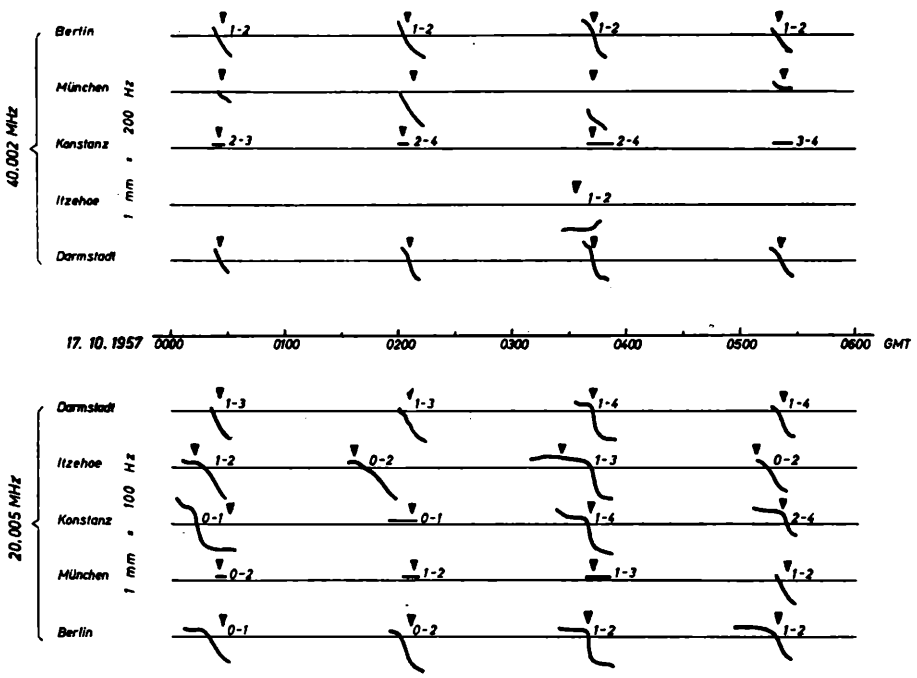


Bild 10. Hörbarkeit des ersten künstlichen Erdsatelliten am 17. Oktober 1957 von 00.00 bis 06.00 GMT. (Frequenzverschiebung durch Dopplereffekt; subjektives Lautstärkemaximum durch Spitze des Dreiecks markiert)

Bei einigen Durchläufen traten während der langsamen Frequenzwanderung plötzliche Frequenzsprünge auf, die gegenläufig waren. Nach dem Sprung wurde aber die ursprüngliche Tendenz fortgesetzt (Bild 11). Ob dies auf einen Frequenzsprung des Senders oder auf verschiedene Ausbreitungswege zurückzuführen ist, kann hier nicht beurteilt werden.

Bei mehreren Durchläufen wurde auch der „Frequenzbandschreiber“ *) eingesetzt, der automatisch einen Empfänger um einen einstellbaren Bereich verstimmt und frequenzabhängig jeweils an den Stellen schreibt, an denen Empfang vorhanden ist. Der Empfänger hatte dabei eine Empfindlichkeit von etwa 0,1 µV. Bild 12 und 13 geben solche Bandaufnahmen wieder. Man erkennt deutlich den Dopplereffekt. Bild 12 zeigt insbesondere die Lage der Satellitenausstrahlung zum Normalfrequenzsender WWV. Außerdem wird klar, daß der Satellit auf der höheren Frequenz mehrere Minuten im Anflug und während des Durchgangs registriert werden konnte, daß er aber nur in seltenen Fällen noch beim Abflug aufgezeichnet wurde. Aus diesen Aufnahmen (Bild 13) ist auch zu ersehen (z. B. 18.00 bis 20.00 GMT), daß ein störender schwacher Dauerträger etwa auf gleicher Frequenz liegt und vielleicht einige Amateurbeobachtungsstellen ohne Frequenzmeßeinrichtungen zu falschen Schlüssen verleitet hat. Dabei ist aber auch noch aus der Aufnahme zu ersehen, daß die aufgenommenen Signale fast im Rauschen verschwinden. Die

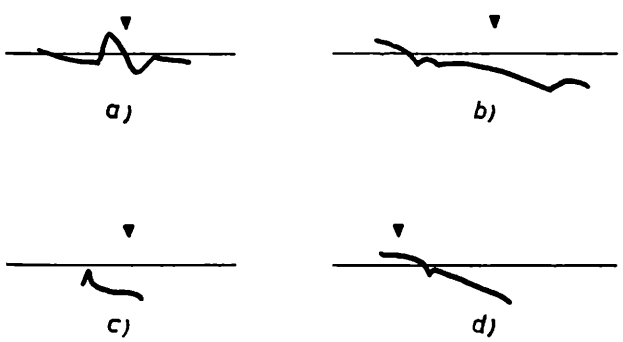


Bild 11. Frequenzsprung während der Frequenzwanderung durch Dopplereffekt;

a) am 14. 10. 1957 19.35 GMT in Darmstadt auf 40,002 MHz
b) am 16. 10. 1957 13.00 GMT in Konstanz auf 20 005 kHz
c) am 16. 10. 1957 14.36 GMT in München auf 40,002 MHz
d) am 17. 10. 1957 16.05 GMT in Itzehoe auf 20 005 kHz

*) siehe NTZ 9 (1956), H. 1.

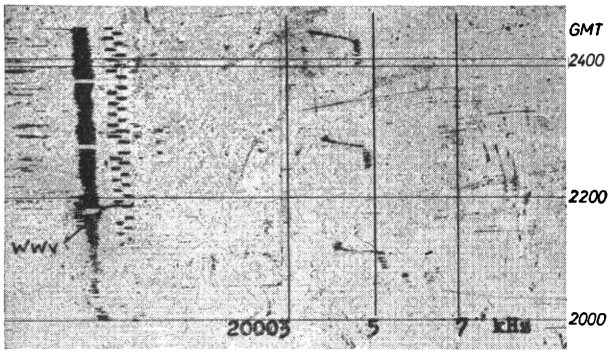


Bild 12. Frequenzaufnahme mit Frequenzbandschreiber des ersten künstlichen Erdsatelliten am 15. Oktober 1957 von 20.00 bis 24.00 GMT in Itzehoe

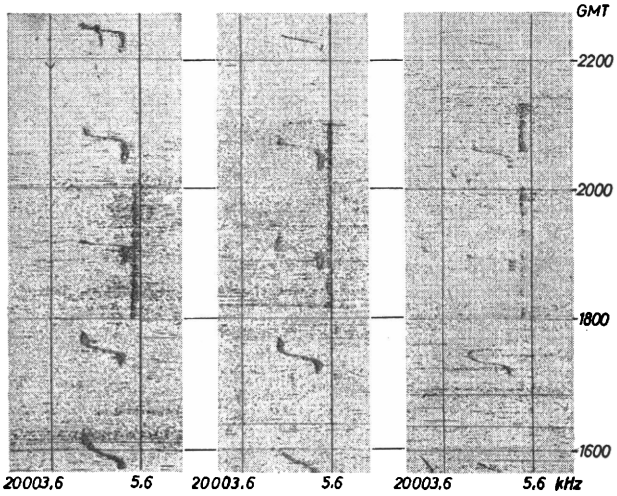


Bild 13. Frequenzaufnahme mit Frequenzbandschreiber des ersten künstlichen Erdsatelliten vom 20. bis 22. Oktober 1957 von 16.00 bis 22.00 GMT in Itzehoe mit deutlich sichtbarem Dauerträger in der Nähe der Anflugfrequenz des Satelliten. 1900-GMT-Durchgänge heben sich kaum aus dem Rauschen heraus

Stärke des Rauschens ist durch die Punktierung der Aufnahme gut zu erkennen.

6. Dauer der Hörbarkeit nach dem 9. Oktober

Nachdem die Ausstrahlungen des Satelliten während des 8. Oktober außer Kontrolle gekommen waren, konnten sie ab 9. Oktober wieder regelmäßig empfangen werden. Man erkennt aus den weiteren Beobachtungen, daß der Satellit wirklich auch während dieser Zeit „fahrplanmäßig" gekommen ist, falls er überhaupt zu hören war. Allerdings war die Lautstärke nach dem 9. Oktober allgemein viel kleiner. Die Hörbarkeit erstreckte sich im allgemeinen nicht mehr über so lange Zeiten wie in den ersten Tagen. Langanhaltende Beobachtungszeiten über fast einen halben Umlauf konnten also nicht mehr erzielt werden. Auch waren nunmehr die Empfangszeiten auf den 20 005 kHz- und 40,002 MHz-Frequenzen ziemlich gleich.

Am 25. Oktober 1957 03.00 GMT konnten die Ausstrahlungen des Satelliten letztmalig aufgenommen werden.

7. Beobachtungen des 2. künstlichen Erdsatelliten

Am 3. November morgens wurden wieder die Funkkontroll-Meßstellen der Deutschen Bundespost von dem geglückten Abschuß des zweiten Erdsatelliten durch die Presseagenturen verständigt. Bei den ersten Durchgängen konnte zwar der Satellit auf denselben Frequenzen wieder festgestellt, aber es konnten noch keine Recorder- oder Oszillogrammaufnahmen gemacht werden.

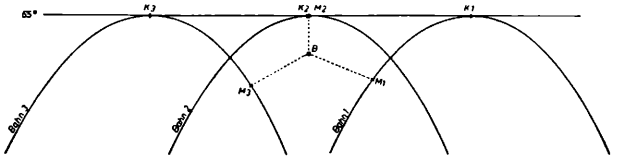


Bild 14. Zur Berechnung der Durchgangszeiten des zweiten künstlichen Erdsatelliten:
Bahn 1, 2, 3 = Projektionen der Bahnkurven des Satelliten auf die Erde,
B = Standpunkt des Beobachters,
K 1, 2, 3 = Kulminationspunkt der Bahnprojektionen, zwischen denen die Umlaufzeiten gelten,
M 1, 2, 3 = Punkte der Minimalabstände zwischen Bahnprojektion und Beobachter (entnommen aus einer Karte mit Azimutal-Projektion um den Beobachter als Mittelpunkt),
M_1 liegt vor K_1,
M_2 fällt mit K_2 zusammen,
M_3 liegt hinter K_3

Daher kann auch über die am ersten Tag vorhanden gewesenen Impulse nichts ausgesagt werden. Schon am zweiten Tag wurden zwar keine Impulse, sondern Dauerträger vom Satelliten gesendet, so daß wieder die Identifizierung nur mittels Dopplereffekt möglich war. Die Feldstärke war bei diesen Satellitenausstrahlungen im allgemeinen bedeutend geringer und auch die Hörbarkeitsdauer war gegenüber dem Satelliten Nr. 1 weiter zurückgegangen. Grundsätzlich konnten die Ausstrahlungen dieses Satelliten nur aufgenommen werden, wenn er in der Nähe der Beobachtungsstelle vorbeiflog, d. h. wenn er (z. B. für die deutschen Beobachtungsstellen) Europa überquerte. Die etwaigen Hörbarkeitszeiten mußten, da sie sich von Tag zu Tag veränderten, jeweils im voraus ungefähr errechnet werden, um das Personal nicht unnütz an diese Beobachtungen zu binden. Gestützt auf die Voraussagen des Institutes für Praktische Mathematik der Technischen Hochschule Darmstadt, konnten diese Zeiten auch mit genügender

Tafel 3. Hörbarkeit des zweiten künstlichen Erdsatelliten am 7. November 1957 in Darmstadt (Umlaufzeiten nach Unterlagen des Instituts für Praktische Mathematik der TH Darmstadt, Prof. *Walther*, berechnet vom FTZ)

Lfd. Nr. der Umläufe	Nr. des Umlaufs	Ende der normalen Umlaufzeit (GMT)	Frequenz MHz	Darmstadt	Differenz	
54	1	00.02	20			
			40			
55	2	01.46	20			
			40			
56	3	03.30	20			
			40			
57	4	05.13	20	05.00 — 05.07	— 13	— 6
			40	04.59 — 05.07	— 14	— 6
58	5	06.57	20	06.47 — 06.56	— 10	— 1
			40	06.47 — 06.55	— 10	— 2
59	6	08.41	20	08.32 — 08.40	— 9	— 1
			40	08.35 — 08.40	— 6	— 1
60	7	10.25	20	10.17 — 10.27	— 8	+ 2
			40	10.21 — 10.32	— 4	+ 7
61	8	12.09	20	12.08 — 12.14	— 1	+ 5
			40	12.08 — 12.21	— 1	+ 12
62	9	13.52	20	13.54 — 14.02	+ 2	+ 11
			40	13.53 — 14.07	+ 1	+ 15
63	10	15.36	20			
			40	15.41 — 15.49	+ 5	+ 13
64	11	17.20	20			
			40			
65	12	19.04	20			
			40			
66	13	20.48	20			
			40			
67	14	22.31	20			
			40			

Genauigkeit berechnet werden. Bei diesen Berechnungen wurde von den Umläufen (Umlaufsdauer 103,8 Minuten) ausgegangen und an Hand der Karten, entsprechend Bild 14, die Zeitzu- oder -abschläge bestimmt, die für den nächstgelegenen Beobachtungspunkt maßgebend waren. Daher wurden die Beobachtungsergebnisse auch in der in Tafel 3 wiedergegebenen Form aufbereitet. Die Bedeutung der Spalten ist die gleiche wie in Tafel 1. Man sieht deutlich, daß jeweils nur wenige Umläufe am Tage aufgenommen werden konnten. Übertragungen über große Entfernungen konnten nicht wahrgenommen werden.

8. Dopplereffekt und Feldstärkeregistrierung

Nach den Erfahrungen mit dem ersten Satelliten wurden nun sowohl die Feldstärke als auch die Frequenzen der Ausstrahlungen des zweiten Satelliten registriert. Die Feldstärke wurde mit der Regelspannung des Empfängers registriert, die Frequenz gleichspannungsmäßig über einen Diskriminator. Dabei ist zu beachten, daß der Diskriminator eine bestimmte Mindestspannung zugeführt erhalten muß, ehe er richtig anzeigen kann. Vorher gibt er nur Rauschspannungen wieder. Bild 15 zeigt eine solche Aufnahme. Während des Anfluges müßte hier eigentlich die höhere Frequenz geschrieben werden, aber die Empfangsspannung reichte nicht aus, um den

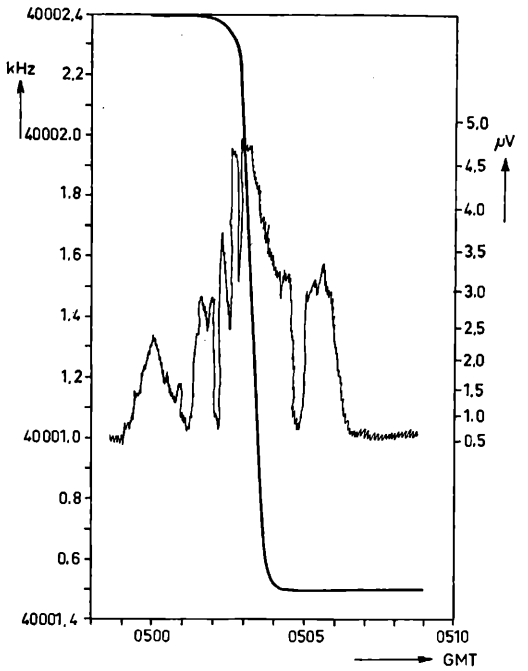


Bild 16. Frequenz- und Feldstärkeregistrierung des zweiten künstlichen Erdsatelliten auf 40,002 MHz am 7. November 1957 in München (57. Durchgang); steiler Frequenzdurchgang (Frequenz gemessen, nicht registriert)

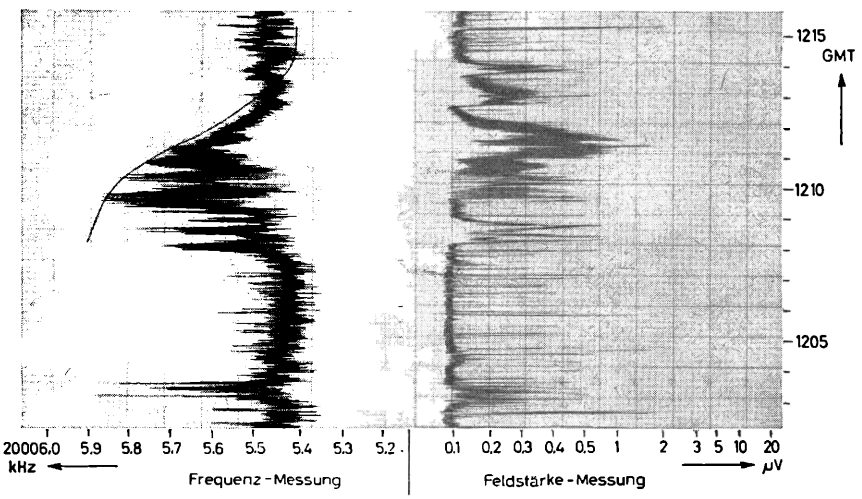


Bild 15. Frequenz- und Feldstärkeregistrierung des zweiten künstlichen Erdsatelliten auf 20 005 kHz am 7. November 1957 in Darmstadt (61. Durchgang)

Begrenzer anzusteuern. Man sieht an der Frequenzaufzeichnung deutlich, daß dort der Schrieb durch das Rauschen bedingt ist. Sowie die Feldstärke aber etwas ansteigt (über Eingangsspannungen von etwa 0,1 µV bei einer effektiven Antennenhöhe von rund 2,5 m), wird die Frequenz richtig wiedergegeben. Die Feldstärke steigt stark an und erreicht, abgesehen von den Schwebungen, ihr Maximum etwa in der Mitte des Frequenzdurchganges. Jedoch fällt nicht immer das Feldstärkemaximum mit der Mitte des Frequenzdurchganges zusammen.

Diese Aufnahmen zeigen weiterhin noch deutliche, verhältnismäßig gleichbleibende Schwebungen. Eine mit entsprechend schnellerem Vorschub aufgenommene Registrierung konnte wegen Geräteausfalls nicht einwandfrei ausgewertet werden, es ergaben sich jedoch schnelle Schwebungen der Feldstärke von etwa 3 bis 4 Hz. Mitunter waren diese Schwebungen so stark, daß es sich anhörte, als sei der Sender doch mit Impulsen moduliert.

Als Beispiel eines steilen Frequenzdurchganges ist Bild 16 gebracht.

Subjektive Beobachtungen ergaben, daß bei zwei von der Technischen Hochschule Darmstadt vorausgesagten Durchläufen, die unmittelbar über Darmstadt bzw. Berlin führen sollten, sowohl auf 20 005 kHz wie auf 40,002 MHz praktisch die Ausstrahlungen des Satelliten nicht wahrgenommen werden konnten, obwohl bei 40,002 MHz horizontal polarisierte Antennen zum Empfang benutzt wurden. Die zur Beobachtung mitangesetzten anderen Funkkontroll-Meßstellen Deutschlands konnten dagegen die Ausstrahlungen des Satelliten bei diesen Durchgängen einwandfrei, wie üblich, aufnehmen.

9. Schwebungsaufnahme mit Film

Mit dem kontinuierlich fortschreitenden Film wurde bei einem Durchgang der Dauerträger des zweiten Satelliten auf 20 005 kHz untersucht. Ein Ausschnitt aus dem Film ist in Bild 17 wiedergegeben. Wieder ist der registrierte Überlauf 90 msec, der verdunkelte Rücklauf 10 msec, so daß zwischen jedem Anfangspunkt genau 0,1 sec liegen. Man erkennt an dem Film deutlich, daß sich Schwebungen ausbilden. Die Auwertung ergibt etwa 3 Hz Schwebungsfrequenz. Ein Fading ist fast ausgeschlossen, da sich der Abstand der Minima zwar fast ständig geringfügig verlängert, aber doch die Minima mit einer solchen Regelmäßigkeit wiederkehren, daß eben wohl nicht auf Fadingeinflüsse geschlossen werden kann.

So extrem hervortretende Schwebungen konnten auf 40 MHz nicht beobachtet werden. Der letzte (78.) Umlauf

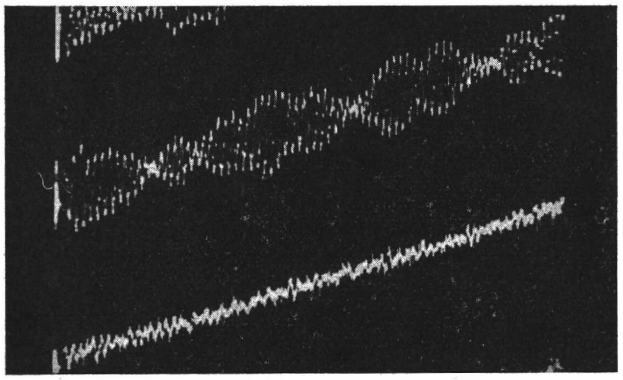


Bild 17. Schwebungen des zweiten künstlichen Erdsatelliten auf 20 005 kHz am 7. November 1957 13.56 GMT in Darmstadt (62. Durchgang)

mit Aussendungen konnte am 8. November 1957, 17.30 GMT, erfaßt werden.

10. Auswertung der Ergebnisse

Die Meß- und Beobachtungsergebnisse sind sehr umfangreich und konnten hier nur durch Beispiele aufgezeigt werden. Eine Auswertung der Ergebnisse ist aber nur möglich, wenn die anderen Messungen astronomischer, ionosphärischer oder anderer physikalischer Art vorliegen und entsprechend koordiniert werden. Da das Material so umfangreich ist, soll von einer Gesamtveröffentlichung Abstand genommen werden. Es liegt aber für jeden Interessenten zur Einsicht im Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt, offen.

(Eingeg.: 20. Januar 1958)

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 9, SEPTEMBER 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Die Bestimmung der Bodenverdichtung verfüllter Kabelgräben mittels radioaktiver Gamma-Strahlen

Mitteilung aus dem Fernmeldebauamt Düsseldorf und dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

Von **E. Doldinger** und **W. Reusse**

Mit 9 Bildern

DK 621.315.23

1 Vorgeschichte und Probleme

1.1 Infolge der ständigen Zunahme der Verkehrslasten und Geschwindigkeiten auf den öffentlichen Wegen ist nicht nur eine Verbesserung der Fahrbahndecken, sondern auch eine Erhöhung der Festigkeit für Unterbau und Untergrund erforderlich. Eine Fahrbahnbefestigung von einst und jetzt zeigt Bild 1. In vielen Fällen, besonders in Städten, muß aber der Baulastträger den Erdkörper der Fahrbahnbefestigung mit Versorgungsbetrieben (Gas, Wasser, Kabel, Kabelkanäle usw.) teilen.

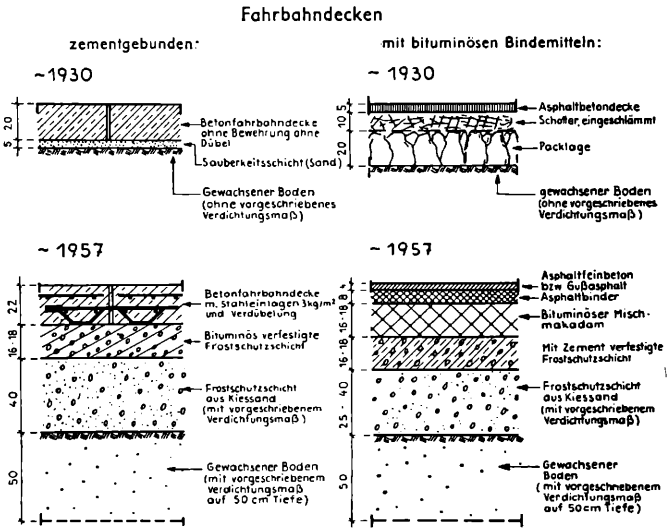


Bild 1. Fahrbahnbefestigungen gestern und heute (aus: Kunde, Straße und Autobahn, H. 1/1958, S. 7)

Die oftmals nachträglich in den Straßenkörper einzubauenden Versorgungsanlagen sind es aber, die die Fahrbahnbefestigung und damit die Güte der Fahrbahndecke zu beeinträchtigen drohen. Ähnliches gilt auch für Geh- und Radwege. Die Forschungsgesellschaft für das Straßenwesen hat daher im Jahre 1954 ein „Merkblatt über das Zufüllen von Leitungsgräben" herausgebracht, das die technischen Grundsätze einschließlich der Arbeitsmethoden schildert, nach denen die sofortige Wiederherstellung einer Straße im Untergrund und Unterbau möglich ist. Umfangreiche Versuche an Kabelkanälen, an Erdkabeln mit und ohne Abdeckung, an Normalfernkabeln und an Koaxialkabeln waren der Herausgabe dieses Merkblattes vorangegangen und hatten zu den Maßangaben über die Schütthöhen und die Art der zu verwendenden Verdichtungsgeräte geführt [1].

1.2 Das Merkblatt hat aber die Frage offengelassen, wie eine durchgeführte Bodenverdichtung nach Verfüllung meßtechnisch überprüft werden kann. Es lag daher nahe, ein Verfahren zu entwickeln, mit dessen Hilfe es dem Bauherrn möglich ist, die Güte der Arbeit des Unternehmers während der Durchführung oder unmittelbar danach ohne großen Zeitaufwand zu kontrollieren [2].

Die bisher angewandten Meßmethoden zur Untersuchung verdichteter Böden waren aufwendig, weil sie zur Erzielung einer gewissen Genauigkeit die Entnahme ungestörter Bodenproben zur Voraussetzung hatten. Es lag daher nahe, die nach dem Kriege bekanntgewordene Messung der Lagerungsdichte des Baugrundes mittels radioaktiver Isotopen heranzuziehen, um die Bodendichte wiederverfüllter Leitungsgräben prüfen zu können.

Bei den ersten Versuchen im Straßen- und Wegeunterbau ergaben sich aber Probleme, die sich von denen im Baugrund doch sehr wesentlich unterschieden. Die Dichtemessungen in verfüllten Böden mit Hilfe der Absorption von Gammastrahlen mußten folgenden Forderungen genügen:

a) die Genauigkeit des Meßverfahrens mußte unabhängig von der Bodenart und dem vorkommenden Korn sein,
b) der Einfluß auftretender Bodenfeuchtigkeit war zu ermitteln und gegebenenfalls in Form eines Korrekturfaktors zu berücksichtigen,
c) die Meßapparatur sollte sehr klein und durch angelernte Kräfte mit geringstem Zeitaufwand bedienbar sein und
d) die Strahlungsgefährdung sollte für das Bedienungspersonal nicht größer sein als in anderen Berufen mit Einrichtungen für Kernstrahlung.

Das Ergebnis dieser Gemeinschaftsarbeit, an der das Amt für Bodenforschung in Hannover, die TH Karlsruhe, das Erdbaulaboratorium in Essen, das geologische Landesamt in Krefeld, das Fernmeldebauamt in Düsseldorf und das Fernmeldetechnische Zentralamt in Darmstadt beteiligt waren und die im Rahmen der Forschungsgesellschaft für das Straßenwesen in Köln ausgeführt wurde, wird nachstehend dargelegt.

2 Physikalische Grundlagen

2.1 Radiologische Grundlagen

Etwa seit dem Jahre 1949 wird in verschiedenen Forschungsinstituten geprüft, ob die Absorption von radioaktiver γ-Strahlung als Meßmittel für die Bodenverdichtung heranzuziehen ist [3 bis 12]. Die Strahlung einer als punktförmig vorausgesetzten γ-Strahlquelle breitet sich allseitig im Raum aus; die von der Auffangfläche eines Meßinstrumentes aufgenommene Strahlungsintensität nimmt daher mit dem Quadrat des Abstandes r von der Strahlenquelle ab. Befindet sich zwischen Strahlenquelle und Empfänger ein absorbierendes Medium, dann nimmt die Intensität der Strahlung außerdem nach einem Exponentialgesetz ab, in dessen Exponenten der Schwächungskoeffizient μ eingeht. Für die Intensität I im Abstand r von der Quelle erhält man daher die Beziehung

$$I = I_0 \cdot \frac{1}{r^2} \cdot e^{-\mu r}. \qquad (1)$$

Die Schwächung besteht in echter Absorption und sogenannter Streuabsorption. Bei der ersteren kommt es zu einer Umwandlung der γ-Strahlenergie in eine andere Energieform, während bei Streuabsorption das γ-Quant infolge Richtungsänderung nicht bis zum Empfänger gelangt. Im ersteren Fall schlägt das γ-Quant (Photon) aus der Elektronenhülle der getroffenen Atome Elektronen (Photoelektronen) heraus und verschwindet damit aus dem Strahlengang.

Findet das γ-Quant dagegen ein lose gebundenes oder freies Elektron, dann überträgt es nur einen Teil seiner Energie auf das Elektron und wird dabei an diesem reflektiert. Das gestoßene Elektron und das in seiner Energie geschwächte γ-Quant fliegen unter einem Winkel auseinander, der mittels der Stoßgesetze der Mechanik berechnet werden kann. Das γ-Quant ändert bei diesem Prozeß sowohl seine Energie (die Wellenlänge wird größer) als auch seine Richtung (*Compton*-Prozeß).

Ein dritter Prozeß, der allerdings nur bei sehr harten γ-Strahlen über 1 MeV die Schwächung mitbestimmt, ist die sogenannte Paarbildung, bei der sich das γ-Quant in ein positives und ein negatives Elektron umbildet. Der zuletzt genannte Vorgang kann für unsere weiteren Betrachtungen vernachlässigt werden, da Strahlenhärten größer als 1 MeV aus einem später zu besprechenden Grund nicht in Betracht kommen.

Gemeinsam für die drei Schwächungsprozesse ist die Tatsache, daß die Quanten im Verlauf eines einzigen Vorganges aus dem primären Strahlenbündel ausgeschieden werden. Dieser Tatbestand steht im Gegensatz zum Absorptionsprozeß bei α- und β-Strahlen. Die Änderung der Strahlungsintensität eines γ-Strahlbündels ist proportional der Anzahl der Quanten im Strahl, es gilt also $-\frac{dI}{dr} = \mu I$. Aus diesem Ansatz folgt das exponentielle Absorptionsgesetz (1). Die Größe μ hängt sowohl von der Qualität (Härte) der γ-Strahlung wie auch den Eigenschaften des absorbierenden Stoffes ab. Mit wachsender Energie der Strahlung nimmt μ bei gleichbleibendem Absorber zunächst ab, geht durch ein Minimum und steigt dann wieder an. Dieser Verlauf der Funktion $\mu = f(E_\gamma)$ ergibt sich aus der Tatsache, daß drei physikalisch unterschiedliche Vorgänge den Wert von μ bestimmen und daß jeder dieser Vorgänge in verschiedener Art von der Energie abhängt. Das Minimum von μ liegt bei vergleichsweise hohen Energien (für Blei als Absorber bei etwa 3 MeV), die für die vorliegende Aufgabe nicht in Betracht kommen. μ ist ferner bei konstanter Strahlenenergie materialabhängig, und zwar von der Ordnungszahl Z im periodischen System, dem Atomgewicht A und der Dichte des Materials ϱ. Ist der Absorber kein Element, sondern eine chemische Verbindung, dann sind für Z und A Effektivwerte einzusetzen, die sich aus der mengenmäßigen Zusammensetzung des absorbierenden Stoffes ergeben. Mit wachsendem Z und ϱ steigt die Schwächung an.

Im Falle des Erdbodens als Absorber handelt es sich um ein Gemisch chemischer Verbindungen, deren wichtigste das Siliziumdioxyd (SiO_2) ist. Dazu kommt mehr oder weniger Wasser (H_2O). Es hat sich gezeigt, daß die übrigen vorwiegend mineralischen Bestandteile des Erdreiches die Absorption in einem so geringen Maß bestimmen, daß sie vernachlässigt werden können. Das bedeutet für die Praxis, daß unterschiedliche Bodenarten unter sonst gleichen Bedingungen gleiche Absorption ergeben. (Das gilt nicht für Boden mit vorwiegend organischer Substanz, wie z. B. Torf.) Damit ist eine wichtige Voraussetzung für die Dichtebestimmung des Bodens mittels der Absorption von γ-Strahlen erfüllt. Es bleibt nämlich als unabhängige Variable nur noch die Dichte des Materials übrig, wenn man mit einer Strahlung bestimmter Qualität (E_γ) und einem festen Abstand r zwischen Strahlquelle und Meßinstrumenten arbeitet. Die Beziehung (1) vereinfacht sich dann zu

$$I(\varrho) = I_0 \cdot e^{-\mu' \varrho}, \qquad (2)$$

wobei μ' eine Materialkonstante ist, die nur noch von der Strahlenhärte abhängt.

Die Frage der anzuwendenden Strahlenhärte bzw. des radioaktiven Strahlers ist vom physikalisch-technischen, vom wirtschaftlichen und vom Standpunkt des Strahlungsschutzes aus zu behandeln.

Im Interesse einer großen Meßgenauigkeit soll $\frac{\Delta I}{I} : \frac{\Delta \varrho}{\varrho}$ möglichst groß, d. h. die Kurve der Abhängigkeit der am Empfänger ankommenden Strahlungsintensität von der Dichte soll so steil wie möglich sein. Da die Absorption um so größer wird, je weicher die Strahlung ist, wäre demnach eine möglichst weiche Strahlung zu wählen. Andererseits muß die Strahlung aber so hart sein, daß auch bei größter Dichte noch eine sicher meßbare Strahlungsintensität am Empfänger gemessen wird. Schließlich soll der Anschaffungspreis des Präparates vertretbar und die Haltbarkeit möglichst groß sein. Unter Berücksichtigung dieser Forderungen stehen die beiden Radioisotope ^{60}Kobalt und ^{137}Caesium in engerer Wahl. Die maßgebenden Eigenschaften sind in Tafel 1 zusammengestellt.

Tafel 1

Isotop	γ-Strahlung, Energie in MeV	Halbwertszeit in Jahren	μ'
^{60}Co	1,30 1,10	5,3	0,058
^{137}Cs	0,66	33	0,071

Die Tafel läßt erkennen, daß dem Isotop ^{137}Cs in physikalischer Hinsicht der Vorzug zu geben ist, weil der Absorptionskoeffizient höher liegt als der des ^{60}Co. Die längere Halbwertszeit ist ebenfalls günstig; bei Verwendung von ^{60}Co ändern sich die Meßwerte im Verlauf von einem Jahr bereits um 12 %, bei ^{137}Cs erst nach etwa sechs Jahren um diesen Betrag. Die größere Halbwertszeit ist natürlich auch in wirtschaftlicher Hinsicht günstig. Da zudem der Handelspreis beider Präparate von gleicher Größenordnung ist und das ^{137}Cs in geschlossener Form handelsüblich ist, sprechen alle Gesichtspunkte für dieses Präparat.

2.2 Bodenkundliche Grundlagen

Nach den Ausführungen unter 2.1 ist es möglich, die physikalische Dichte des Erdbodens mittels der Absorption von γ-Strahlen zu bestimmen. Die Dichte selbst ist aber nicht das Ziel der Messung, sondern die Bodenfestigkeit oder „Lagerungsdichte". Diese Lagerungsdichte nun hängt ab von dem sogenannten Porenvolumen der Schüttung. Aufgabe der Verdichtung einer Schüttung mit Rüttlern, Stampfern usw. ist es, dieses Porenvolumen auf ein Minimum zu reduzieren. Sieht man sich eine solche Schüttung im Schnitt mikroskopisch an, dann erkennt man je nach Struktur der Partikel ein Einzelkorn-, Waben- oder Flockengefüge. Bei

reinen Sanden entsteht das Einzelkorngefüge; mit kleiner werdender Korngröße, d. h. Übergang von der Sand- zur Schluffstruktur, werden in wachsendem Maße die Oberflächenkräfte wirksam, so daß es zu einer Haftung zwischen den Körnern kommt. Gemeinsam sind den Strukturbildern ein Gerüst, das die Festigkeit bestimmt, und Hohlräume, deren Gesamtheit das Porenvolumen ausmacht.

Bei der Verdichtung wird durch Erschütterung der Schichtung erreicht, daß die Körner, deren Lage durch ein Kippmoment bestimmt ist, in benachbarte Hohlräume hineingleiten und dadurch das Porenvolumen verringern. Dieser Prozeß wird durch vorhandene Adhäsionskräfte behindert. Bei ausgesprochen grober und gleichmäßiger Körnung (Kies) bleibt der Hohlraumgehalt relativ groß. Sind gleichzeitig auch feine Körner (Sand) in der Schüttung vorhanden, dann vermögen diese weitgehend die Poren auszufüllen. Aus diesen qualitativen Andeutungen wird ersichtlich, daß einer vorliegenden Zusammensetzung der Schüttung eine dichteste Lagerung entspricht, deren Porenraum mit ε_d bezeichnet sei. Ebenso gibt es eine lockerste Schüttung mit dem Porenraum ε_0. Die bei einem Verdichtungsprozeß erzielte Lagerungsdichte ist definiert durch die Beziehung

$$D = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_n}{\varepsilon_0 - \varepsilon_d}, \qquad (3)$$

wobei ε_n der tatsächliche Porenraum ist. Die Lagerungsdichte einer Schüttung ist daher das Verhältnis der tatsächlichen zur größtmöglichen Verkleinerung ihres Porenraumes und damit ihres Gesamtvolumens.

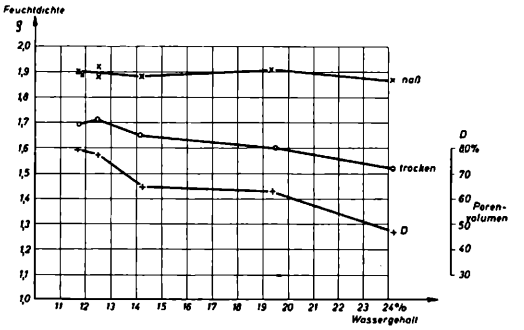


Bild 2. Naßdichte, Trockendichte und Lagerungsdichte von Sanden als Funktion des Wassergehaltes

Bisher wurde der in der Praxis nahezu immer vorhandene endliche Wassergehalt des Bodens vernachlässigt. Wie sich dieser auf die Messung der Verdichtung nach der γ-Strahlmethode auswirkt, läßt sich leicht übersehen, wenn man sich vor Augen hält, daß das Wasser einen Teil des Porenraumes ausfüllt. Da die Schwächung der γ-Strahlung proportional der physikalischen Dichte, d. h. der sogenannten Feuchtdichte ist, läßt sie keinen unmittelbaren Schluß auf den Wassergehalt zu. Gleiche Schwächung der γ-Strahlung kann in zwei Böden auftreten, deren Wassergehalt und damit Porenraum verschieden ist. Welche praktischen Konsequenzen für die Meßtechnik daraus erwachsen, erkennt man aus Bild 2, dessen Meßpunkte einem Meßprotokoll von Prof. *Leussink* (TH Karlsruhe) über unsere Gemeinschaftsuntersuchungen entnommen sind. In der graphischen Darstellung sind sieben Meßwerte für $\varrho = 1{,}9$ zusammengetragen, die durch γ-Strahlschwächung ermittelt wurden. Die Werte wurden bei gleicher Feuchtdichte 1,9 und verschiedenen Wassergehalten von etwa 11 bis 24 % gemessen. Rechnet man daraus auf die Trockendichte um, dann erhält man die Werte der mit „trocken" gekennzeichneten Kurve. Die daraus berechneten Werte für den Porenraum und die Lagerungsdichte D lassen erkennen, daß trotz gleicher Meßwerte bei der γ-Strahlmessung unterschiedliche Lagerungsdichten bestehen. Die vollständige Ermittlung der Lagerungsdichte und damit der Bodenfestigkeit erfordert danach neben der γ-Strahlschwächungsmessung noch eine Bestimmung der Bodenfeuchte.

3 Meßanordnung

3.1 Präparat und Zählrohre

Die zur praktischen Durchführung der Messungen erforderliche Meßanordnung wurde im Laboratorium entwickelt und in etwa zweijährigem Probebetrieb an der Baustelle unter ständiger Weiterentwicklung geprüft.

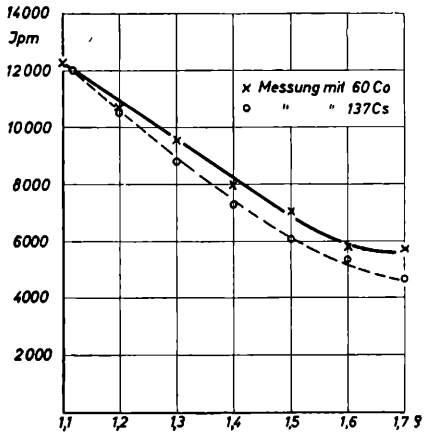


Bild 3. Feuchtdichte

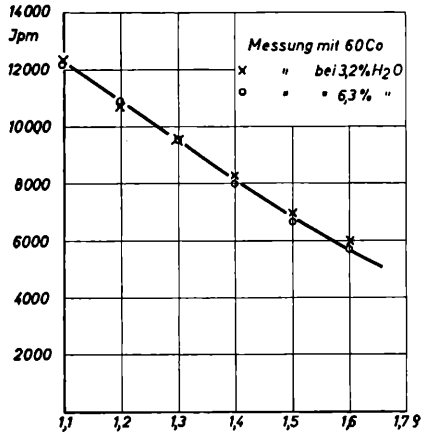


Bild 4. Feuchtdichte

Vorher wurden im Laboratorium zahlreiche Untersuchungen angestellt, bei denen sich die unter 2.1 dargestellten physikalischen Beziehungen bestätigten. Bild 3 zeigt die Impulsrate (Zählrohrimpulse je min, Ipm) als Funktion der Feuchtraumdichte für die beiden Radioisotopen ^{60}Co und ^{137}Cs. Die größere Steilheit der ^{137}Cs-Kurve wird erwartungsgemäß ersichtlich. Bild 4 zeigt, daß bei unterschiedlichem Feuchtigkeitsgehalt in der Tat praktisch gleiche Schwächung resultiert, sofern die Feuchtraumdichte gleich ist.

Die für die Praxis entwickelte Meßapparatur arbeitet im Prinzip nach der Einsondenmethode von *Wendt* [10]. Bild 5 zeigt in schematischer Darstellung die Meßanordnung. Auf die Bodenoberfläche wird eine Platte 1 flach

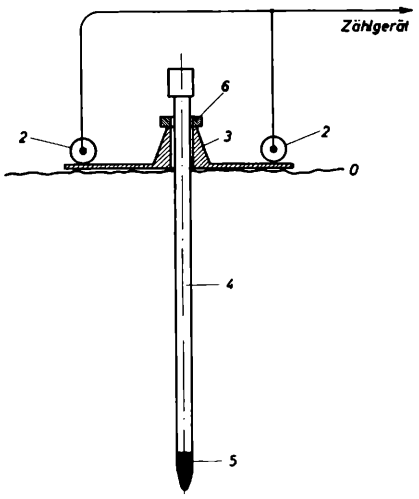


Bild 5. Bodenverdichtungsmeßgerät, Meßanordnung

aufgelegt, die zwei Geiger-Zählrohre 2 in fester Lage zueinander trägt. Im Zentrum des Gestells ist eine Führung 3 angebracht, in die eine angespitzte Stahlsonde 4 von 14 mm Durchmesser eingeführt wird. Sie trägt an ihrer Spitze in einer Kapsel das radioaktive Präparat 5. Durch einen Stellring 6 wird die Tiefenlage des Präparates fixiert. Das Präparat strahlt durch das Erdreich hindurch beide Zählrohre an, deren Impulse gemeinsam auf das Meßgerät gegeben werden. Der Vorteil einer solchen Anordnung ist, daß ein mit dem Einschlagen der Sonde in den Boden verbundener Schräglauf sich weit weniger auf die Impulszahl auswirkt, als wenn nur mit einem Zählrohr auf der Bodenoberfläche oder auch im Bodeninneren (zweite Sonde) gearbeitet würde. Das nicht immer zu vermeidende Schräglaufen der Sonde wird durch die gleichzeitige Messung mit zwei symmetrisch angeordneten Zählrohren so gut ausgeglichen, daß der verbleibende Restfehler vernachlässigt werden kann [13]. Die Anordnung mit zwei Zählrohren hat außerdem den Vorteil, daß die Impulszahl in der Zeiteinheit verdoppelt und damit die Meßzeit verkürzt wird. Als Präparat werden 10 mC ^{137}Cs verwendet.

3.2 Zählgerät und Meßtechnik

3.21 Schaltung und Wirkungsweise des Zählgerätes

Da eine Meßgenauigkeit von ± 1 % gefordert werden muß, könnte ein integrierendes Zählgerät mit Zeigerablesung nur dann verwendet werden, wenn ein relativ starkes Präparat benutzt wird. Anderenfalls schwankt der Zeiger beträchtlich infolge der statistischen Schwankungen der Emission des Präparates, und eine sichere Ablesung des Mittelwertes ist nicht möglich. Wesentlich genauere Ablesung erlaubt die Impulszählung. Die klassische Zählanordnung mit Röhrenverstärker, Untersetzer und elektromagnetischem oder elektronischem Zählwerk ist jedoch aufwendig und stellt hohe Ansprüche an die Batterie. Bei der von uns gewählten Schaltung (Bild 6) wird in einem mit zwei Transistoren 1 und 2 bestückten Gegentaktgenerator (einige kHz), der mit einer 3,0-V-Batterie betrieben wird, eine Wechselspannung erzeugt, die in einem Resonanztransformator 3 hochtransformiert wird. Nach Gleichrichtung und Spannungsverdopplung wird sie einer Stabilisatorkette 4 zugeführt, welche die Zählrohre 5 speist. Die Zählimpulse laden einen hochisolierenden Kondensator 6 auf, der an der Zündelektrode eines Kaltkathoden-Thyratrons 7 liegt. Im Anodenkreis dieses Glimmrelais, das ebenfalls aus der Stabilisatorkette gespeist wird, liegt ein Gesprächszähler 8, dessen Wicklungsdaten der Schaltung angepaßt sind. Die Zwischenschaltung des Ladekondensators zwischen Zählrohr und Zählwerk bewirkt eine Art Untersetzung; der Untersetzungsfaktor hängt von der Kapazität des Kondensators 6 und etwaigen Isolationswiderständen ab. Um diese Widerstände auf ein Minimum zu reduzieren, wurden der

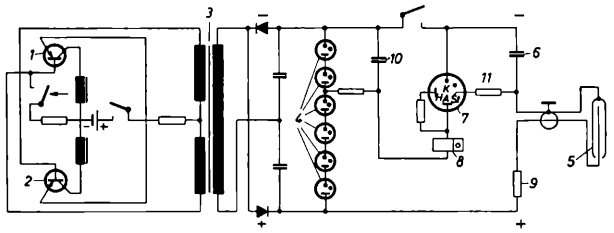


Bild 6. Tragbares Zählgerät. Schaltung

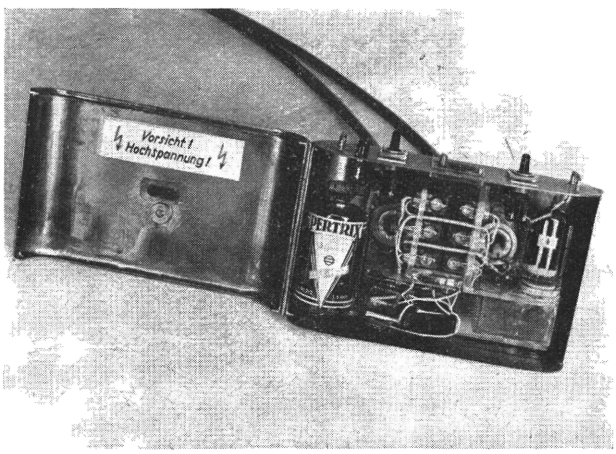


Bild 7. Zählgerät (geöffnet)

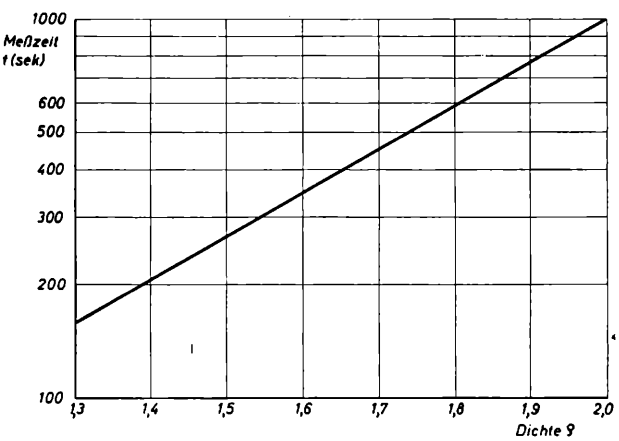


Bild 8. Bodenverdichtungsmeßgerät. Eichkurve

Kondensator 6, seine Zuleitungen sowie der Schutzwiderstand 11 und die Ladekondensatoren des Spannungsverdopplerteiles luftdicht in Plexiglas vergossen. Die Innenansicht des Gerätes (Bild 7) zeigt rechts unmittelbar unter dem Glimmrelais diese vergossene Baugruppe.

Das Vergießen hatte zur Folge, daß die Anzeige außerordentlich konstant und unabhängig von den Umweltbedingungen ist. Die Meßgenauigkeit an der Baustelle konnte auf diese Weise auf ± 1 % gebracht werden. Bild 8 gibt eine Eichkurve der Meßanordnung wieder,

Bild 9. Messung in einem Leitungsgraben

Bild 9 zeigt die Meßanordnung bei der Verwendung. Die primäre Stromaufnahme des Gerätes liegt zwischen 150 und 230 mA, das Gesamtgewicht einschließlich Batterie beträgt 900 g. Das Gerät wurde in der Klimakammer bei Temperaturen zwischen -20^0 und $+30^0$ und Luftfeuchtigkeiten bis zu 90 % störungsfrei betrieben.

3.22 Meßtechnik

Bei der Konstruktion und Schaltung der Gesamtanordnung wurde davon ausgegangen, daß eine Absolutmessung der Lagerungsdichte bei dem verfüllten Kabelgraben nicht erforderlich ist. Man kann sich vielmehr auf eine Relativbestimmung beschränken. Diese wird so vorgenommen, daß die Meßwerte am verfüllten Graben mit solchen verglichen werden, die am gewachsenen Boden in der nächsten Umgebung des Grabens gewonnen werden. Die Verdichtung im Graben muß mindestens den Wert der benachbarten Bodenteile erreichen, wenn ein Nachsacken des Grabens vermieden werden soll. Für jeden Meßpunkt müssen dabei mindestens so viele Zählrohrimpulse gezählt werden, daß die geforderte Meßgenauigkeit von ± 1 % erreicht wird, d. h. die Impulszahl darf nicht weniger als 10 000 betragen. Liegt der Untersetzungsfaktor bei 100, dann müssen danach mindestens 100 Zählschritte am Zähler 8 gesammelt werden. Mit einer Stoppuhr wird die Zeit ermittelt, die für diesen Zählvorgang erforderlich ist. An Stelle der Stoppuhr kann in das Zählgerät selbst ein Zeitkreis eingebaut werden, der die Zählung nach einer fest eingestellten Zeit unterbricht. Während bei der ersten Apparatur mit festen Impulszahlen und veränderlicher Zeit gearbeitet wird (preset count-Technik), wird in dieser neueren Form umgekehrt mit fester Zeit und veränderlicher Impulszahl gemessen (preset time-Technik).

Bei geeigneter Dimensionierung der verschiedenen Bauteile kann mit dieser Schaltung der Spannungsabfall der Speisebatterie während des Betriebes kompensiert werden. Abfallende Batteriespannung hat nämlich eine Änderung der Zählrohrspannung und damit eine leicht veränderte Impulsrate zur Folge. Dieselbe Spannungsabnahme an der Batterie führt zu einer gegenläufigen Änderung der Meßzeit. So konnte empirisch ermittelt werden, daß die Batteriespannung vom Nennwert 3 Volt auf 1,7 Volt absinken darf, ohne daß es zu einer Meßabweichung kommt. Das ist für die Praxis sehr wertvoll. Eine eingehendere Beschreibung dieser Schaltung und ihrer Wirkungsweise wird an anderer Stelle (Zeitschrift „Feinwerktechnik") veröffentlicht.

3.23 Berücksichtigung und Messung der Bodenfeuchtigkeit

Wie oben unter 2.2 gezeigt wurde, bedarf es zu einer Absolutbestimmung der Lagerungsdichte neben der Messung der Feuchtdichte noch der Bestimmung des Feuchtigkeitsgehaltes. Da im vorliegenden Falle nur Relativmessungen auszuführen sind, kann der Wassergehalt des Bodens vernachlässigt werden, wenn er im verfüllten Graben und im gewachsenen Boden nahezu gleich ist. Dies trifft erfahrungsgemäß in den meisten Fällen zu. Ist aber der Aushub stark ausgetrocknet oder infolge starker Regenfälle kräftig durchnäßt worden, dann muß auch bei der Relativmessung diesem Befund Rechnung getragen werden. Die Feuchtigkeit im gewachsenen Boden sei α, diejenige im verfüllten Graben β, beide Werte in Gewichtsprozenten ausgedrückt. Mißt man die Feuchtdichte mit dem γ-Strahlgerät und erhält in beiden Fällen gleiche Werte d, dann gilt

$$d = \frac{g_1 + \alpha g_1}{V} = \frac{g_2 + \beta g_2}{V}, \tag{4}$$

wobei g_1 und g_2 die Trockendichten im gewachsenen Boden bzw. im verfüllten Graben sind. Für die Trockendichte g_2 im Graben erhält man aus Gl. (4)

$$g_2 = g_1 \frac{1+\alpha}{1+\beta}. \tag{5}$$

Ist $\alpha > \beta$, d. h. ist der Aushub ausgetrocknet, dann würde, bei gleichen Meßwerten für beide Fälle, die Trockendichte im Graben größer als im gewachsenen Boden und umgekehrt. Der gemessene Dichtewert ist daher mit dem Faktor $\frac{1+\alpha}{1+\beta}$ zu multiplizieren, ehe er mit dem Bezugswert im gewachsenen Boden verglichen werden darf. Der Faktor wird zweckmäßig in Form einer Tabelle oder eines Nomogrammes festgelegt.

Die Messung der Bodenfeuchte, die danach gelegentlich vorgenommen werden muß, wird zweckmäßig mit dem sogenannten CM-Gerät *von Riedel — de Haen* durchgeführt. Dabei wird eine abgewogene Bodenprobe mit einer definierten Menge Calciumcarbid in einem abgeschlossenen Gefäß mit Manometer gemischt. Es entwickelt sich dann aus der Reaktion $CaC_2 + H_2O \rightarrow C_2H_2 + CaO$ Acetylengas, dessen Druck, am Manometer abgelesen, ein Maß für den Wassergehalt der Probe ist. Aus einer zum Gerät gehörenden Tabelle wird der dem Druck entsprechende Wassergehalt unmittelbar

abgelesen. Diese Messung ist in wenigen Minuten durchzuführen; sie ist mit geringem Aufwand verbunden.
Eingehende Versuchsreihen über den elektrischen Leitungswiderstand des Bodens als Funktion der Bodenfeuchte ergaben infolge der Inhomogenität des Bodens, nicht reproduzierbarer Übergangswiderstände an den Elektroden und schwankender p_H-Werte des Bodens keine befriedigenden Resultate. Die elektrische Leitfähigkeit des Bodens kann daher als Meßgröße für den Feuchtigkeitsgehalt nicht verwendet werden.

4 Strahlengefährdung

Die Strahlengefährdung des Personals, das mit der Meßanlage zu arbeiten hat, ist sehr gering. Nach dem Wortlaut der Empfehlungen der Internationalen Strahlenschutzkommission in ihrer neuesten Fassung (1956) soll die Personendosis bei beruflich in strahlungsgefährdeten Betrieben Beschäftigten 300 mr (Milliröntgen) nicht überschreiten. Dieser Wert soll nach Möglichkeit auf ein Drittel reduziert werden. Für die folgenden Überlegungen soll dieser verschärfte Wert von 100 mr zugrunde gelegt werden. Das Präparat wird in einer Transportkiste mit Blei-Einsatz aufbewahrt. An der Außenwand der Kiste beträgt die Strahlungsleistung 1,3 mr/Stunde, in 1 m Entfernung weniger als 0,1 mr je Stunde. Für die Messung wird die Kiste geöffnet und das hermetisch in einer metallischen Kapsel eingeschlossene Präparat mittels der 750 mm langen Sonde entnommen. Zu diesem Zweck trägt die Präparatkapsel ein Gewinde, das von einem entsprechenden Innengewinde am unteren Ende der Sonde aufgenommen wird. Das Präparat wird also mit der Hand nicht berührt. Die Hand am oberen Ende der Sonde befindet sich während der Entnahme des Präparates in einem Strahlungsfeld von ebenfalls 1,3 mr/Stunde. Sobald die Sonde im Boden versenkt wird, bleibt oberhalb der Meßanordnung die Dosisleistung unter 1 mr/Stunde. Beim Transport des Präparates an der Sonde von Meßstelle zu Meßstelle wird die Sonde zweckmäßig vom Körper abgespreizt, so daß an keiner Stelle des Körpers die Intensität 2 mr je Stunde überschritten wird *).
Maßgebend für die gesamte Wochendosis ist die Verweilzeit des Messenden in diesem Strahlungsfeld. Diese Verweilzeit dürfte selbst bei intensiver Benutzung der Meßanlage unter einer Stunde bleiben, d. h. die Wochendosis würde kleiner als 2 mr bleiben, also maximal 2 % der verschärften Toleranzdosis betragen. Als Vergleichswert möge angeführt werden, daß der Träger einer Armbanduhr wöchentlich etwa 0,8 mr an Strahlungsleistung erhält und daß der Mensch allgemein, d. h. ohne berufliche Tätigkeit auf radiologischem Gebiet, bereits etwa 2 mr je Woche als Umgebungsstrahlung aufnimmt. Bei Berücksichtigung einiger einfacher Handhabungsregeln kann daher von einer Strahlengefährdung des Meßpersonals keine Rede sein.

5 Das Gerät im Betrieb

5.1 Das Gerät ist bisher etwa ein Jahr lang in der Praxis erprobt und verbessert worden. Da verfüllte Böden mit ungestörten bzw. gewachsenen Böden verglichen werden sollen (vgl. 3.22), ist es notwendig, daß die Bedingungen bei den Messungen gleich sind. Am einfachsten liegen die Verhältnisse in Böschungen und in unbefestigten Teilen von Straßen und Wegen. Dort kann meßtechnisch ohne weiteres der gewachsene Boden mit dem verfüllten Leitungsgraben verglichen werden. Ist jedoch eine befestigte Oberfläche vorhanden, so kann eine Vergleichsmessung nur richtige Ergebnisse liefern, wenn sie ohne die Oberflächenbefestigung ausgeführt wird. Groß- und Kleinpflaster oder Asphaltdecken verfälschen infolge ihrer hohen Dichten das Meßergebnis. Außerdem interessiert die Dichte der Decke in diesem Fall überhaupt nicht, weil für die Festigkeit die Dichte des Untergrundes und des Unterbaues maßgebend ist. Man tut also in diesem Falle gut daran, die erste Vergleichsmessung während des Aufbruches nach Herausnehmen der Decke und die zweite nach Wiederverfüllung des Grabens vor dem Aufbringen der Decke auszuführen. Einen gewissen Sonderfall stellt das Vorhandensein von Setzpacklage dar. Auch diese kann das Meßergebnis unter Umständen verfälschen. Man verfährt daher ebenso wie beim Pflaster. Die heute üblichen Schüttpacklagen können ohne Schwierigkeiten verglichen werden.

5.2 Bei tiefen Gräben (über 1 m) empfiehlt es sich, die Messungen bei den verschiedenen Schütthöhen während der Wiederverfüllung und Verdichtung der einzelnen Lagen auszuführen, um ein eindeutiges Bild über die Verdichtung in den einzelnen Lagen zu erhalten.

5.3 Je nach Länge der Baustrecke sind stichprobenweise Messungen in größeren und kleineren Abständen angebracht. Die Bedeutung des Weges, in dem der Leitungsgraben geführt ist, spielt für die Anzahl der Stichproben die entscheidende Rolle. Auf Stadtstraßen und Bundesstraßen mit hohen Verkehrslasten ist es angebracht, kurze Abstände zu wählen, wobei die Sondenlöcher mit einem Stahldorn nach Wahl vorgeschlagen werden können.

6 Wirtschaftlichkeit

Das Zählgerät und die dazugehörige Meßapparatur (Zählrohre) sind aus handelsüblichen Einzelteilen ohne Sonderausführungen zusammengebaut worden, so daß sie keine ungewöhnlichen Anschaffungskosten verursachen. Die Zeitdauer einer Vergleichsmessung beträgt etwa 10 Minuten, einschließlich Einschlagen der Sonde und Führen der erforderlichen Aufzeichnungen, so daß eine 1 km lange Baustrecke bei Messungen an 10 verschiedenen Stellen in 2 bis 3 Stunden auf die richtige Verdichtung nachgeprüft werden kann; ein Ziel, das sonst kaum oder nur durch ständige Inaugenscheinnahme durch die Bauaufsicht erreicht wird. Fast wichtiger ist aber, daß der mit der Bauleitung beauftragte Schachtmeister schon an der Baustelle vor dem Aufbringen der Decke oder Schließen der Grasnarbe durch die Meßergebnisse überzeugend auf etwaige Mängel hingewiesen wird, die dann sogleich und ohne besonderen Aufwand behoben werden können.
Ermittlungen haben ergeben, daß Bauaufsichtskräfte des Bauherrn bis zu 20 % ihrer Arbeitskraft, bezogen auf die Raumeinheit des verfüllten Materials, mit der wichtigen Aufgabe der Überwachung, der Verfüllung und Verdichtung in Anspruch genommen werden. Bei Verwendung der Isotopeneinrichtung verringert sich dieser Aufwand auf etwa 5 %. Die Anschaffungskosten für das Gerät dürften schon nach kurzer Zeit durch die

*) Die Messungen zur Frage der Strahlengefährdung wurden von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig durchgeführt.

Personalersparnisse amortisiert sein. Die laufenden Kosten sind gering (Trockenbatterie) und fallen einschließlich der gelegentlichen Erneuerung des Isotopen-Präparates nach voraussichtlich 10 bis 15 Jahren kaum ins Gewicht.

Für die Verwendung des Geräts ist nicht allein eine wesentliche Personalersparnis das ausschlaggebende, sondern auch die Tatsache, daß es möglich ist, die bauausführenden Kräfte an Ort und Stelle von einer unzulänglichen Arbeit an Hand von Meßergebnissen zu überzeugen, und daß es nicht notwendig wird, später — vor Ablauf der Gewährleistungsfrist — Nacharbeitungen mit einem verhältnismäßig großen Aufwand durchzuführen. Nicht zu unterschätzen ist auch die Tatsache, daß die Decke sofort aufgebracht werden kann und daß die „Selbstverdichtung" der Baustelle durch den Verkehr nicht abgewartet zu werden braucht. Die Frage einer Kürzung der Zeitdauer für die Gewährleistung wird zu prüfen sein als Beitrag zur Rationalisierung im Bauwesen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] Merkblatt über das Zufüllen von Leitungsgräben. Forschungsgesellschaft für das Straßenwesen e. V. 1954.

[2] *R. Auberlen:* Verdichtung von Rohr- und Kabelgräben in Stadtstraßen. Bautechnik-Archiv 1952, H. 8, S. 24.

[3] *F. Hallenbach:* Erdöl und Tektonik in NW-Deutschland 1949, S. 308. Sammelband über Vorträge der Erdöltagung in Hannover 1947. Veröffentlicht vom Amt für Bodenforschung Hannover.

[4] *D. I. Belcher, T. R. Cuykendall* und *H. S. Sack:* Civil Aeronautics Administration 1950. Techn. Development Rep. Nr. 127.

[5] *D. Berdan* und *R. K. Bernhard:* Proc. Soc. for Testing Materials 50 (1950), S. 1328.

[6] American Soc. for Testing Materials, Spezial techn. Public. 1952.

[7] *R. K. Bernhard* und *M. Chasek:* Non-destruktive Testing 11 (1953), S. 17.

[8] *H. Lorenz:* Baumaschine — Bautechn. 1 (1954), S. 173.

[9] *H. Neuber:* Baumaschine — Bautechn. 1 (1954), S. 179.

[10] *I. Wendt:* Geolog. Jahrb. 70 (1954), S. 1.

[11] *I. Wendt* und *R. Wolters:* Geolog. Jahrb. 72 (1956), S. 73; vgl. auch *J. Homilius:* Vorträge der Baugrundtagung 1956 in Köln. Veröffentlicht von der D. Ges. f. Erd- und Grundbau e. V.

[12] *F. Hawliczek* und *F. Hernegger:* Atompraxis 2 (1956), S. 116.

[13] Eingehende Untersuchungen zu dieser Frage wurden im Amt für Bodenforschung Hannover durchgeführt. (Persönliche Mitteilung.)

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 9, SEPTEMBER 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Meterwellen-Ausbreitung durch meteorische Ionisation

Von **J. Großkopf**

Mit 15 Bildern

DK 621.371 : 621.3.029.62

Bereits 1950 wurde von kanadischen Experten vorgeschlagen, die Ionisationssäulen einzelner Meteore für eine intermittierende Übertragung von Signalen im 40- bis 100-MHz-Bereich auszunutzen [1]. Während der zehnten Vollversammlung der URSI 1952 in Sydney, Australien, wurde diese Möglichkeit weiter diskutiert, und in den folgenden Jahren wurden die ersten Versuche bis zur Einrichtung kommerzieller Strecken, vor allem in Kanada und Nordamerika, durchgeführt. Die Vorteile des neuen Übertragungsverfahrens, des „JANET-Systems", bestehen neben der Gewinnung neuer Frequenzbänder für Weitverkehr vor allem in der Möglichkeit der Verwendung kleiner Leistungen, einfacher Antennen mit mäßiger Bündelung und in geringer Störanfälligkeit der Ausbreitungswege gegenüber Mehrwegeausbreitung, Interferenz- und ionosphärischen Störungen.

Das etwa zur gleichen Zeit entwickelte Verfahren der ionosphärischen Vorwärtsstreuung (Foreward-Scattering) beruht auf der Ausnutzung der ständig vorhandenen Streuung bei Frequenzen unmittelbar oberhalb der MUF (maximal usable frequency), d. h. im Bereich 30 bis 60 MHz, an der wolkigen Struktur der normalen und der anomalen E-Schicht. Für dieses Streuausbreitungsverfahren werden relativ große Leistungen und große Antennenbündelungen benötigt, dafür kann ein kontinuierlicher Betrieb durchgeführt werden. Die Reichweite liegt bei beiden Verfahren bei etwa 2000 km.

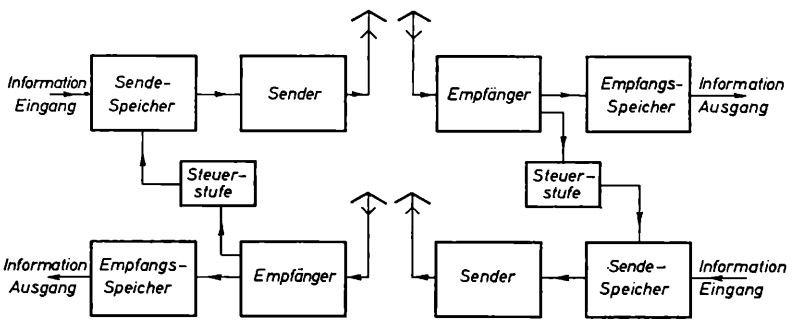


Bild 1. Blockschema des JANET-Systems

Auf den ionosphärischen Scatterstrecken wurden häufig kurzzeitige, hohe Spitzen der Signalstärke über den normalen Streuuntergrund hinaus beobachtet, die sehr bald auf Reflexionen von Meteorspuren zurückgeführt werden konnten. Der Gedanke lag nahe, diese einzelnen Spitzen für ein auf intermittierender Basis arbeitendes Übertragungsverfahren auszunutzen. Bild 1 zeigt ein Schema des JANET-Übertragungssystems. Beide Sender sind auf eng benachbarten Frequenzen (30 bis 50 MHz, Frequenzabstand etwa 1 MHz) ständig in Betrieb. Sobald durch eine auf dem Übertragungswege auftretende Meteorspur die vorgegebene Empfangsschwelle in den Empfängern beider Stationen überschritten wird — der Signal-Rauschabstand wird durch entsprechende Kontrolleinheiten überwacht —, werden die Informationsspeicher der beiden Sender geöffnet und die Nachricht mit überhöhtem Tempo über den Übertragungsweg gegeben, bis dieser durch Absinken der Signalstärke unter die Empfangsschwelle zusammenbricht. In beiden Empfängereinrichtungen wird die Information wieder gespeichert und aus den Speichern in normalem Tempo abgezogen.

Die Durchführbarkeit dieses Verfahrens und seine voraussichtliche Wirtschaftlichkeit hängt von einer genauen Kenntnis der statistischen Gesetzmäßigkeit des zeitlichen und räumlichen Auftretens der Meteore und der Intensität der von ihnen reflektierten Signale ab. Die bereits zahlreich durchgeführten Untersuchungen haben bisher die Wirtschaftlichkeit und den Nutzen des Verfahrens erwiesen.

Einige physikalische Kenngrößen der Meteorübertragung

Die Gesamtzahl der je Tag auftretenden Meteore beläuft sich auf 10^{10} mit einem Gesamtgewicht von einer Tonne. Zwischen der Zahl N der Partikel und ihrer Masse M besteht die Beziehung

$$N \sim 1/M.$$

Beim Flug durch die Ionosphäre verdampft der Meteor in einer Höhe zwischen 80 und 120 km und ionisiert die Atmosphäre längs seines Weges. Die auftretende Elektronendichte, die hier je Meter Bahnweg gemessen wird, liegt auf einer Spurlänge von vielen km in der Größenordnung von 10^{10} bis 10^{16}. Die größeren Meteore sind für das bloße Auge sichtbar, umfassen aber nur wenige Promille der durch Funk nachweisbaren Meteorzahlen. Meteore fallen aus allen Raumrichtungen in die Erdatmosphäre mit Geschwindigkeiten ein, die in einem weiten Bereich variieren. Soweit sie zum Sonnensystem gehören, dürfte ihre Geschwindigkeit bei Eintritt in die Erdatmosphäre nicht mehr als 72 km/sec betragen.

Die Bewegung der Erde um ihre Achse, zusammen mit der Neigung der Erdachse gegen die Erdbahn und die Bewegung um die Sonne führen zu einer von Stunde zu Stunde, von Tag zu Tag und von Jahreszeit zu Jahreszeit veränderlichen Dichte der eintretenden Meteore. Man sieht leicht ein, daß auf Grund dieser Bewegungsvorgänge im Tagesgang morgens eine Erhöhung, nachmittags eine Erniedrigung der Meteorenzahl zu erwarten ist. (Am Vormittag ist die Bahngeschwindigkeit der Erde zur Eigengeschwindigkeit der Meteore zu addieren, am Nachmittag zu subtrahieren.) Ebenso wird die Zahl der einfallenden Meteore im Herbst größer sein als im Frühjahr. Die täglichen Schwankungen in der Meteorzahl sind am größten am Äquator, die jahreszeitlichen sind am größten am Pol. Das gilt für die nördliche Halbkugel der Erde, für die südliche kehren sich die Verhältnisse um. Diese grob angedeutete zeitliche und räumliche Verteilung wird noch modifiziert durch periodisch auftretende Meteorschauer, z. B. die Leoniden und Perseiden. Daneben treten zahlreiche unsichtbare Schauer auf, die nur durch Funk nachzuweisen sind.

Ausführliche Untersuchungen betreffen die Verteilung der „Radiants" (der Punkt am Himmelsgewölbe, von

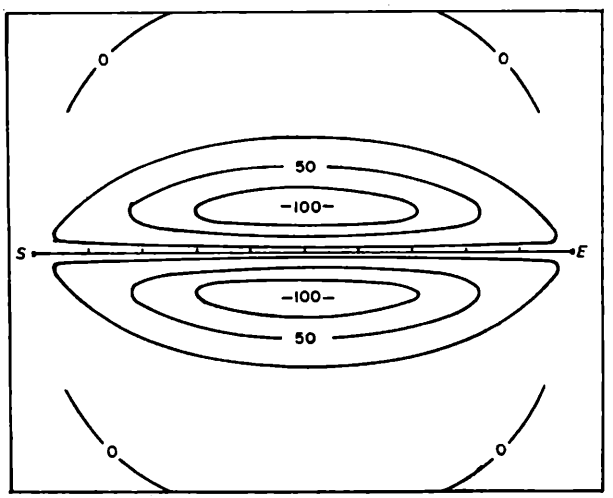


Bild 2. Lage der Reflexionsgebiete für ein Meteor-Übertragungssystem zu beiden Seiten des Großkreises zwischen den Gegenstationen

Darstellung der wirksamen Reflexionsgebiete zwischen Sender und Empfänger, die auf Grund theoretischer Vorstellungen entworfen wurde. Bild 3 zeigt eine aus Radarbeobachtungen gewonnene Verteilung der wichtigen Reflexionsgebiete für verschiedene Tageszeiten. Diese Untersuchungen wurden an experimentellen, 1000 km langen Ausbreitungsstrecken in Nord—Süd- und Ost—West-Richtungen durchgeführt [3]. Sie brachten als Ergebnis, daß für einen Ost—West-Weg (in nördlichen Breiten) das günstigste Reflexionsgebiet am Morgen nördlich, am Abend südlich des Großkreises liegt mit optimalen azimutalen Abweichungen von einigen Grad bis zu 20°. Für einen Nord—Süd-Weg ist das günstigste Reflexionsgebiet am Tage östlich, in der Nacht westlich vom Großkreis mit etwa gleichen azimutalen Abweichungen. Den so ausgemessenen günstigsten Reflexionsbereichen entsprechend sind nun die Sende- und Empfangsantennen zu dimensionieren und auszurichten.

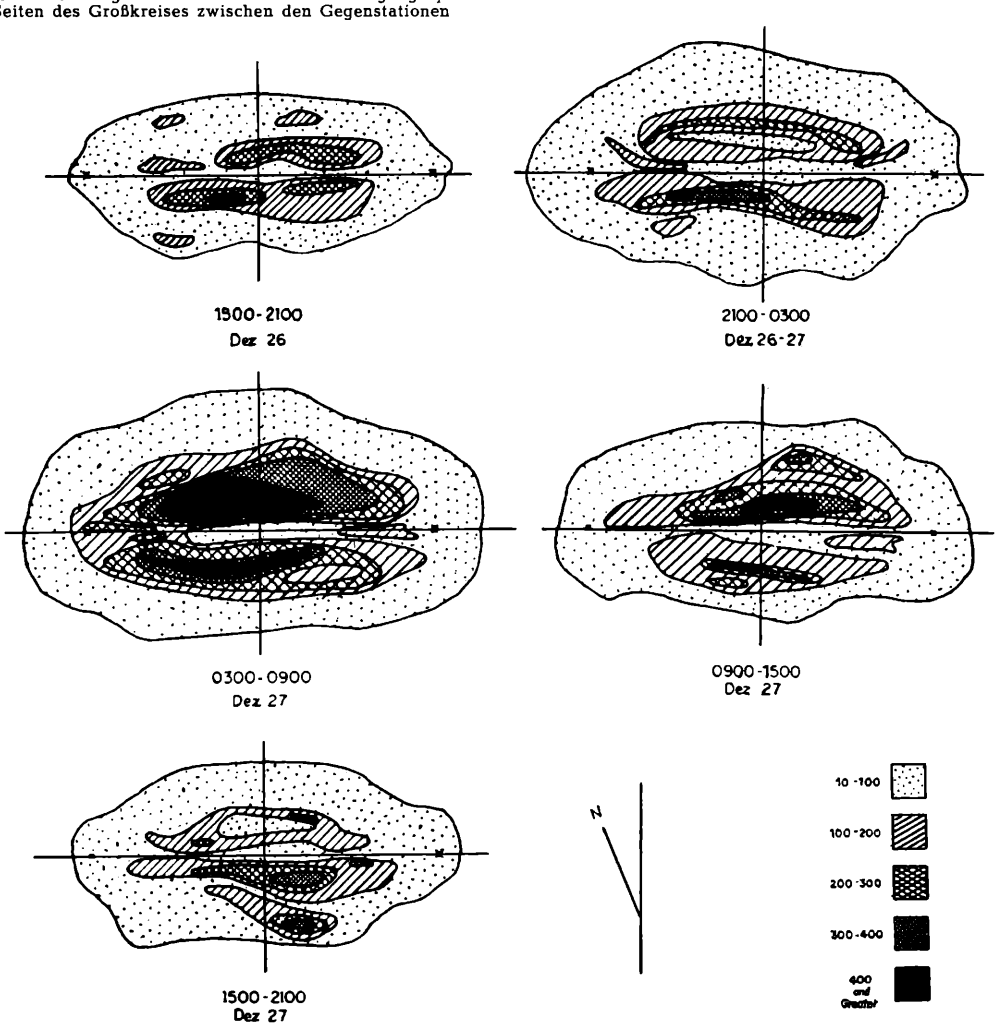


Bild 3. Lage der Reflexionsgebiete aus Radarmessungen zwischen zwei in 1000 km Entfernung aufgestellten Gegenstationen

dem der Meteor herzukommen scheint) über die Himmelshalbkugel [2]. Sie sind wichtig für die Frage der Ausbildung der Antennendiagramme und ihrer Orientierung gegenüber dem Großkreisweg. Selbst bei gleichmäßiger Verteilung der „Radiants" über die Himmelshalbkugel findet eine Ausbreitung über den Großkreis selbst nicht statt. Der günstigste Ausbreitungsweg ist seitlich zum Großkreis orientiert. Diese Besonderheiten der Ausbreitung über Meteoriten erklären sich zum größten Teil auf rein geometrische Weise. Bild 2 ist eine Man wird Antennen wählen, deren Diagramm in der Großkreisrichtung einzieht und deren Maxima zu beiden Seiten liegen, oder man wird die Hauptstrahlrichtung der Antennen im Laufe des Tages umschalten müssen.

Die eingehende Diskussion der gemessenen Verteilung der günstigen Reflexionsgebiete führt übrigens zu der Vermutung einer nicht gleichmäßigen Verteilung der Radiants, und zwar zu einer diffusen Konzentration längs der Ekliptik.

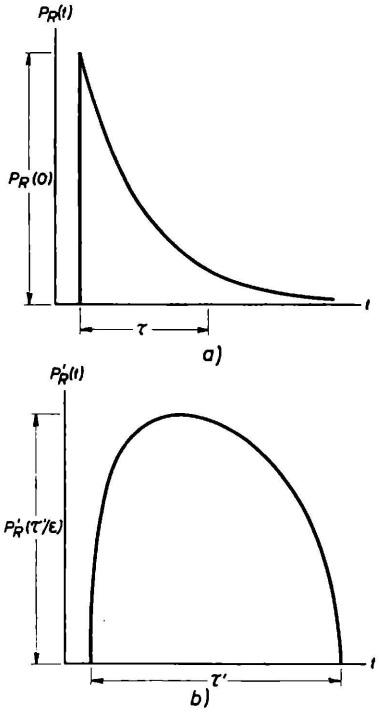


Bild 4. Idealisierte Zeitfunktionen der Echos für „underdense" und „overdense" Meteorspuren

Der zeitliche Verlauf der Einzelimpulse am Empfängereingang ist gegeben durch Größe, Lage und Orientierung des Meteors und durch die Abklingkonstante der Ionisationswolke, hervorgerufen durch Diffusion und Rekombination. Der ursprüngliche Durchmesser der Ionisationssäule beträgt nur einige cm und ist bestimmt durch die mittlere freie Weglänge in der betreffenden Höhe. Der Durchmesser wächst durch Diffusion sehr schnell und entsprechend sinkt die empfangene Streuleistung P_R nach einem Zeitgesetz

$$P_R(t) = P_R(0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{mit} \quad \tau = \frac{\lambda^2}{\cos^2 \Phi \cdot 16\,\pi^2\,D}.$$

Hier ist D die Diffusionskonstante von der Größe 1 bis 10 $\left[\frac{m^2}{sec}\right]$ und Φ der halbe Winkel zwischen dem auf den Meteoriten einfallenden und dem reflektierten Strahl. τ hat für Wellen im Bereich von 30 bis 50 MHz eine Größe von einigen zehntel Sekunden. Als Elektronendichte in der ionisierten Säule wurde bereits der Bereich 10^{10} bis 10^{16} je m Säule genannt. Man bezeichnet Dichten unter 10^{14} als „underdense" und Dichten über 10^{14} als „overdense". Die Grenze 10^{14} trennt zwei Reflexionsmechanismen voneinander, die zu einer verschiedenen Abhängigkeit der empfangenen Streuenergie von der Wellenlänge λ, der Elektronendichte q und der Zeit führen. Für den Fall schwacher Ionisation (underdense) geht die einfallende Welle ungestört durch die Säule hindurch, für den Fall starker Ionisation (overdense) ähnelt die Reflexion wegen der engen Kopplung der Elektronen in der Säule mehr der Reflexion an einer zylindrischen Oberfläche. Bild 4 zeigt den zeitlichen Verlauf der Impulse für diese beiden Fälle.

Die „overdense"-Säule und die von ihr herrührenden Reflexionen sind erwartungsgemäß stärkeren Deformationen durch Winde und Turbulenz in der hohen Atmosphäre ausgesetzt. Als deren Folge können erhebliche Fadingerscheinungen auftreten. Bild 5 zeigt typische Impulsformen für die verschiedenen Fälle.

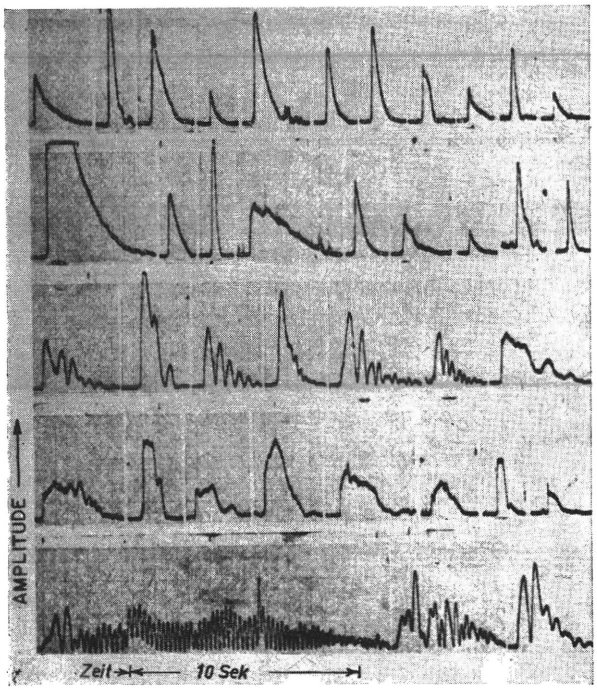


Bild 5. Registrierungen typischer Meteorechos

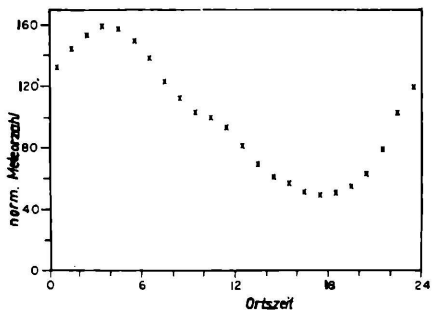


Bild 6. Normalisierter mittlerer Tagesgang der Meteorhäufigkeit auf der Greenwood—Ottawa-Strecke, gemittelt über 12 Monate 1955/56

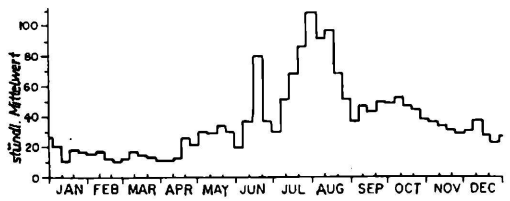


Bild 7. Jahresgang der wöchentlichen Mittelwerte der Meteorhäufigkeit auf der Greenwood—Ottawa-Strecke

Neben dem Zeitverlauf der Meteorimpulse, dessen Zeitkonstante τ ein Maß für die Zeit darstellt, in der ein vorgegebener Empfangspegel oder ein vorgegebenes Signal/Rausch-Verhältnis überschritten wird, ist die Zahl der eintreffenden Impulse von besonderer Bedeutung für die Brauchbarkeit eines meteorischen Übertragungssystems. Beide zusammen bestimmen den Duty Cycle (im folgenden D abgekürzt), das ist der Prozentsatz der Zeit, in dem eine Übertragung möglich ist. (Das bereits erwähnte Bild 2 lieferte eine Darstellung der räumlichen Verteilung des D in einem relativen Maß. Der Durchschnittswert von D liegt bei wenigen %.) Bild 6 zeigt eine auf den Mittelwert 100 normalisierte Verteilung des mittleren Tagesganges der Echozahlen für die Greenwood—Ottawa-Strecke (860 km) auf 49,98 MHz (Leistung 100 Watt, Empfangs- und Sendeantenne 5 Element Yagi, Bandbreite 1,3 kHz, 0,5 µV Empfangsspannung, entspricht 20 dB Störabstand), gemessen über die 12 Monatsperioden 1955 bis 1956. Die

bereits besprochenen Maxima und Minima sind etwa um 04.00 h morgens und 18.00 h am Nachmittag. Bild 7 gibt den zugehörigen Jahresgang mit einem Maximum im August und einem Minimum im Frühjahr. Die tägliche Variation der Echozahlen, die nach Bild 6 nach der Ausmittlung nur relativ klein ist, ändert sich von Tag zu Tag sehr stark und kann Werte bis zu 20 : 1 erreichen.

Der Duty Cycle bestimmt die Sendegeschwindigkeit nach der Beziehung

mittlere Informationsgeschwindigkeit
= momentane Informationsgeschwindigkeit
× Duty Cycle.

Der D ist eine Funktion des vorgegebenen Störabstandes am Empfänger (receiver decision level), der Antennengewinne und der Sendeleistung [4]. Der Informationsfluß I in einem meteorischen Übertragungssystem ist proportional dem Produkt

$$I \approx B \cdot D,$$

wobei B die Bandbreite bedeutet. Die Rechnung zeigt, daß die maximale vom Meteor gestreute und dem Empfänger angebotene Leistung gegeben ist durch

$$P_R \approx P_T \cdot G_T G_R \cdot \lambda^3 \cdot q^2.$$

Die durchschnittliche Dauer des Signals ist proportional τ, also proportional λ^2, und die Zahl der empfangsfähigen Reflexionen N über Meteore mit Elektronendichten $> q$ ist gegeben durch

$$N \approx A \cdot q^{-k} \text{ mit } 1 < k < 2.$$

Hier bedeutet A das der Sende- und Empfangsantenne gemeinsame Gebiet in der Ionosphäre, q ist die Elektronendichte je m Spurlänge. Das vom Empfänger aufgenommene kosmische Rauschen ist proportional $B \cdot \lambda^n$ mit $n = 2{,}3$. Damit wird der Duty Cycle

$$D \approx \lambda^2 \cdot A \cdot q_0^{-k}.$$

q_0 ist dabei diejenige Elektronendichte, die am Empfänger ein Signal hervorruft, das in einem vorgegebenen Verhältnis das kosmische Empfangsrauschen überschreitet. Dabei ist

$$P_R = P_T \cdot G_T G_R \cdot \lambda^3 \cdot q_0^2 \approx B \cdot \lambda^n \quad (P_R = \text{Betriebspegel})$$

oder $$B \approx P_T G_T G_R \cdot \lambda^{3-n} q_0^2$$

und der Informationsfluß

$$I \approx BD = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^{5-n} \cdot A \cdot q_0^{2-k}.$$

Arbeitet man auf Sende- und Empfangsseite mit gleichen Antennen ($G_T = G_R = G$) und berücksichtigt man, daß $A \approx G^{-1}$, so wird

$$I \approx P_T \cdot G \cdot \lambda^{5-n} \cdot q_0^{2-k}.$$

Man kann aus den letzten beiden Gleichungen eine Reihe interessanter Schlüsse für die Meteorausbreitung ableiten [5].

Der Informationsfluß ist proportional q_0^{2-k}. Praktisch ist immer $k < 2$, der Informationsfluß wächst also mit steigendem q_0, d. h. mit steigendem Betriebspegel P_R ($E_R \approx \sqrt{P_R}$) und entsprechend bei konstantem Störabstand mit steigender Bandbreite B, obgleich gleichzeitig der Duty Cycle D sinkt. Der Informationsgewinn durch die steigende Bandbreite ist also größer als der Verlust durch sinkenden Duty Cycle.

Wichtig ist die Abhängigkeit des Informationsflusses von der Wellenlänge. Bei gleichem Antennengewinn und Übertragung über den gleichen Meteor ist der Informationsfluß für $\lambda = 4$ m um das 6,5fache kleiner als bei $\lambda = 8$ m, der Duty Cycle um das 4fache und die Bandbreite um das 1,6fache. Diese Reduktionen in der Informationskapazität mit steigender Frequenz sind jedoch wesentlich geringer als bei dem normalen, kontinuierlichen ionosphärischen Scattering. Hier ist die Wellenlängenabhängigkeit etwa durch

$$I \approx P_T \cdot \lambda^{7-n}$$

gegeben, was einer 26fachen Abnahme bei Verdoppelung der Frequenz entspricht. Die Tafel 1 gibt eine Vorstellung von der erforderlichen Leistung bei diskontinuierlicher Meteorübertragung und kontinuierlicher Scatterübertragung für $\lambda = 4$ m und $\lambda = 8$ m und für verschiedene Informationsflüsse, ausgedrückt in Worten je min. Die erheblichen Vorteile des Meteorverfahrens bei gleicher Informationskapazität hinsichtlich aufzuwendender Leistung bzw. Antennenbündelung sind klar erkennbar. Man nimmt heute an, daß die Vorteile der Meteorübertragung bis hinunter zu Wellenlängen von 3 m vorhanden sind, besonders in bezug auf die störende Interferenz von Gleich- und Nachbarkanälen und die Störung durch Mehrfachwege [6, 7].

Tafel 1. Vergleich der Meteor- und ionosphärischen Streuübertragung

	Mittlerer Informationsfluß [Wpm]			
	Meteor		Ionosphärische Streuung	
P_T (kW)	8 m	4 m	8 m	4 m
1	[60]	9,2	6	0,2
6,5	390	[60]	39	1,5
10	600	92	[60]	2,3
260	15600	2400	1560	[60]

Versuche und Betriebserfahrungen

Alle Versuchs- und insbesondere die Betriebseinrichtungen entsprechen etwa den folgenden Konstruktionsgrundlagen [8]. Die Speicherprobleme für die Informationsspeicher auf der Sende- und Empfangsseite werden wie bei Rechenmaschinen gelöst. Man verwendet Lochstreifen und magnetische Speicher. Als Modulation kommt Zweiseitenband-Amplitudenmodulation zur Verwendung. Das hat den Vorteil, daß der Träger über Schmalbandfilter für die Steuerung der Elektronentore eingesetzt werden kann. Die Kapazität der Speicher muß genau auf die übrigen Systemgrößen abgestimmt sein. Sind die Speicherkapazitäten zu groß, so treten zu große Verzögerungszeiten in der Nachrichtenübermittlung ein, sind sie zu klein, so ist ein Verlust an Übertragungszeit die Folge, der Duty Cycle sinkt [9]. Die Elektronentorschaltungen für das Öffnen und Schließen der Empfangs- und Sendewege (gating) sind besonders auf kleinste Verzögerungszeiten gezüchtet. Das ist bei Übertragungszeiten von wenigen zehntel Sekunden eine Selbstverständlichkeit. Forderung: Das Signal/Rauschverhältnis muß ständig überwacht werden. Die hierfür einmal vorgegebene Größe bestimmt den Augenblick der Betätigung der Elektronentore.

Das kanadische JANET-System arbeitet mit 3 kHz Bandbreite. Der Informationsfluß am Eingang und Ausgang beträgt 60 Wpm, der Momentanfluß während der Übertragung 1300 Wpm. Sobald das Signal/Rauschverhältnis den vorgegebenen Abstand übersteigt, wird ein 650-Hz-Steuerton gesendet, der alle gating-Funktionen übernimmt. Die Entfernung zwischen Sender und Empfänger beträgt 960 km. Es wird mit getrennten

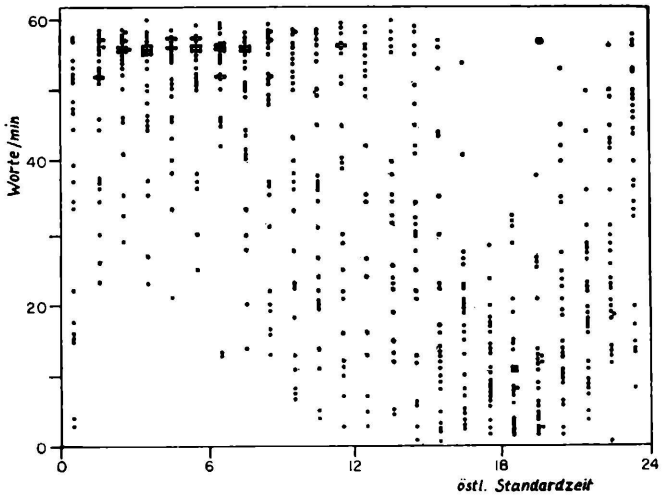


Bild 8. Tagesgang des Informationsflusses auf der Toronto—Port-Arthur-Strecke. Juli/August 1956

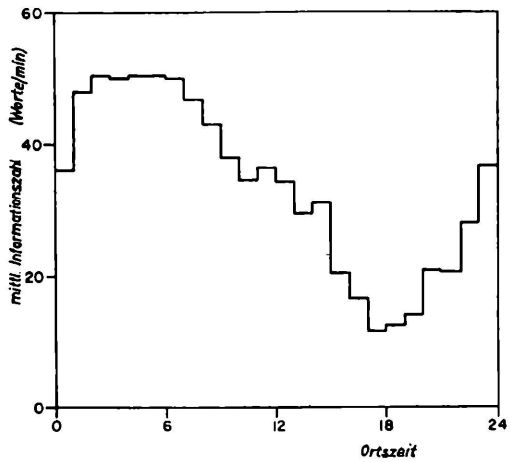


Bild 9. Mittlerer Tagesgang des Informationsflusses auf der Toronto—Port-Arthur-Strecke. Juli/August 1956

Sende- und Empfangsantennen gearbeitet. Jede besteht aus vier Fünfelement-Yagi-Antennen, deren Gesamtdiagramm in der Großkreisrichtung ein Null zeigt. Die Hauptkeulen zeigen in Richtungen von $7\frac{1}{2}^0$ zu beiden Seiten des Großkreises unter einem Erhebungswinkel von 8^0. Die Sendeleistung beträgt 500 Watt, die Frequenz 40 MHz. Bild 8 zeigt den Tagesgang des Informationsflusses als Punktwolke in Worten/min. Die Fehlerzahl liegt zwischen 0,1 % und 4 %. Hauptfehlerursache ist ungenaues gating und kann noch wesentlich reduziert werden. Man sieht keine Schwierigkeiten, unter 0,1 % zu kommen. Einflüsse von Blackouts, Gewittern und Nordlichtstörungen wurden nicht beobachtet. Eine weitere Möglichkeit zur Erhöhung der Informationsgeschwindigkeit und zur Herabsetzung der Fehlerzahl ist durch ein Verfahren gegeben, bei dem die momentane Bandbreite durch das jeweilige Signal/Rauschverhältnis gesteuert wird. Hier wird ein weiterer Gewinn von einigen dB erwartet.

Die folgenden Bilder geben einige weitere Ergebnisse, die auf den verschiedenen in Betrieb befindlichen Versuchsstrecken gewonnen wurden [10]. Bild 9 zeigt noch einmal den Tagesgang des Informationsflusses in Worten/min während einer einmonatigen Testperiode über die Toronto—Port-Arthur-Strecke (Leistung 500 Watt — Frequenz 50 MHz — Entfernung 900 km). Man erkennt deutlich das Maximum um 06.00 h und das Minimum um 18.00 h.

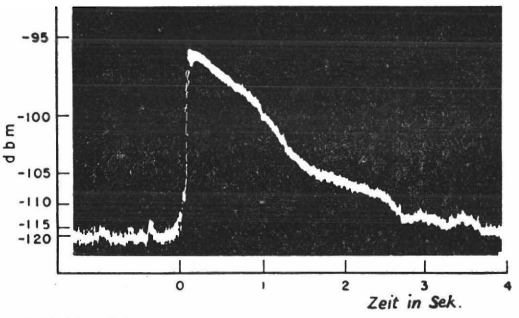


Bild 10. Echo von einer „underdense" Meteorspur

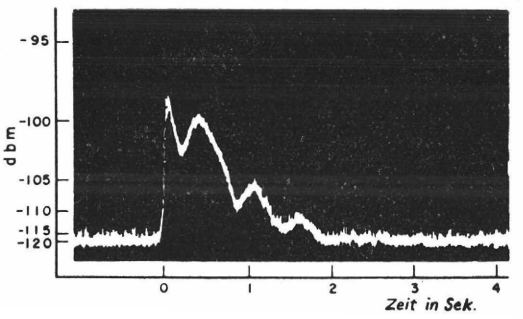


Bild 11. Echo von einer „overdense" Meteorspur mit Windverzerrungen

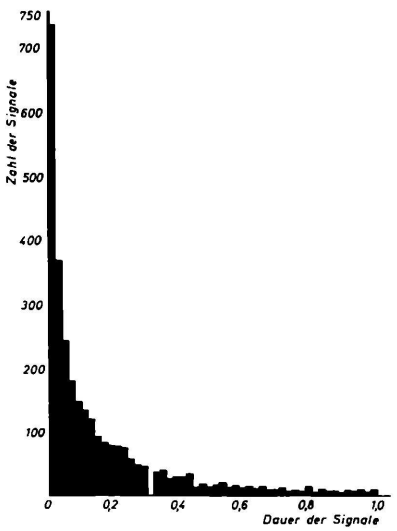


Bild 12. Die Verteilung der Zeitdauer brauchbarer Echos. Frequenz 40,38 MHz, Empfänger-Bandbreite 1,2 kHz, Senderleistung 2 kW, Empfänger-Ansprechpegel + 15 dB

Die Bilder 10 und 11 zeigen einige besonders schöne Aufnahmen der beiden hauptsächlichen meteorischen Echotypen, dem „underdense"- und dem „overdense"-Typ. Bild 12 gibt eine Statistik der Zeitdauer der Impulse. Man sieht, daß die mittlere Zeitdauer sehr klein ist. Sie liegt in diesem Falle bei etwa 0,2 sec. Bild 13 und Bild 14 zeigen das Ergebnis einer Untersuchung der günstigsten Antennenrichtung. Durch drehbare Sende- und Empfangsantennen wurde das Azimut zu beiden Seiten der Großkreisrichtung zwischen Spokane (Montana) und Palo Alto (Kalifornien) bzw. Phönix und Palo Alto abgetastet (Frequenzen um 60 MHz). Die azimutale Abweichung der günstigsten Antennenrichtung vom Großkreis ist abhängig von der Tageszeit. Die größte Auslenkung beträgt 30^0, sowohl in der Ost—West- als auch in der Nord—Süd-Richtung. Die Übereinstimmung mit den entsprechenden theoretisch-geometrischen Überlegungen ist ausgezeichnet. Bild 15 gibt eine Darstellung

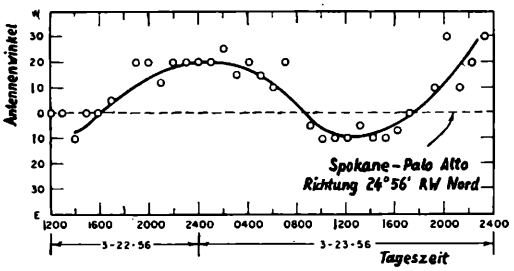


Bild 13. Günstigstes Antennenazimut gegenüber dem Großkreis auf einem Nord—Süd-Weg als Funktion der Tageszeit

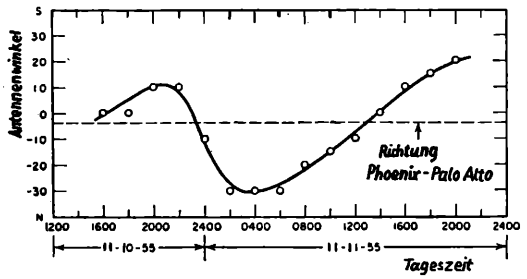


Bild 14. Günstigstes Antennenazimut gegenüber dem Großkreis auf einem Ost—West-Weg als Funktion der Tageszeit

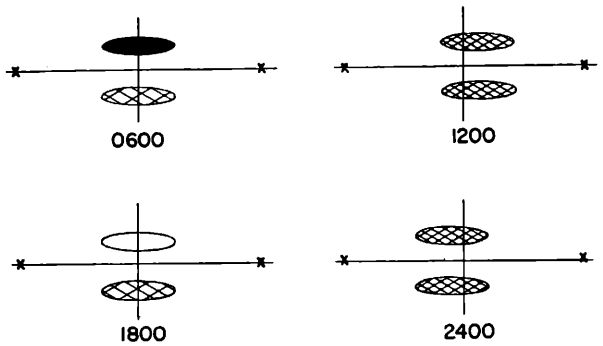


Bild 15. Grundriß der günstigsten Reflexionsgebiete für Meteor-Übertragung als Funktion der Tageszeit für einen 1000 km langen Ost—West-Weg in mittlerer nördlicher Breite.
Die Konturen wurden unter der Annahme gleichmäßiger Verteilung der Radiants entworfen

dieser Überlegungen. Es sind die Gebiete günstigster Ausbreitungsbedingungen zwischen zwei in Ost—West-Richtung in mittlerer nördlicher Breite 1000 km entfernten Stationen für verschiedene Tageszeiten eingezeichnet. Diese Konturen wurden bei Annahme einer gleichmäßigen Verteilung der Radiants über das Himmelsgewölbe entworfen. Die Dichte der Schraffierung kennzeichnet die Güte der Ausbreitungsgebiete.

Über die bei dem JANET-Verfahren angewandte Gerätetechnik wird in einem der nächsten Hefte gesondert berichtet werden.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *P. A. Forsyth, E. L. Vogan, D. R. Hansen* und *C. O. Hines:* The Principles of JANET — A Meteor — Burst Communication System. Proc. I. R. E. (Dez. 1957), S. 1642—1657.

[2] *M. L. Meeks* und *J. C. James:* On the Influence of Meteor-Radiant Distributions in Meteor-Scatter Communication. Proc. I. R. E. (Dez. 1957), S. 1724—1733.

[3] *V. R. Eshleman* und *R. F. Mlodnosky:* Directional Characteristics of Meteor Propagation Derived from Radar Measurements. Proc. I. R. E. (Dez. 1957), S. 1715—1723.

[4] *L. L. Campbell* und *C. O. Hines:* Bandwidth Considerations in a JANET System. Proc. I. R. E. (Dez. 1957), S. 1658—1660.

[5] *R. Eshleman:* On the Wavelength Dependence of the Information Capacity of Meteor-Burst Propagation. Proc. I. R. E. (Dez. 1957), S. 1710—1714.

[6] *G. F. Montgomery:* Intermittent Communication with a Fluctuating Signal. Proc. I. R. E. (Dez. 1957), S. 1678—1684.

[7] *G. F. Montgomery* und *G. R. Super:* The Utility of Meteor Bursts for Intermittent Radio Communication. Proc. I. R. E. (Dez. 1957), S. 1684—1693.

[8] *G. W. L. Davis, S. J. Gladys, G. R. Lang, L. M. Luke* und *M. K. Taylor.* The Canadian JANET System. Proc. I. R. E. Dez. 1957, S. 1666—1678.

[9] *L. L. Campbell:* Storage Capacity in Burst-Type Communication Systems. Proc. I. R. E. (Dez. 1957), S. 1661—1666.

[10] *W. R. Vincent, R. T. Wolfram, B. M. Sifford, W. E. Jaye* und *A. M. Peterson.* Analysis of Oblique Path Meteor-Propagation Data from the Communications Viewpoint. Proc. I. R. E. (Dez. 1957), S. 1701—1707.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 10, OKTOBER 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über Beziehungen der Feldstärke zu den Grenzen des Übertragungsfrequenzbereichs (*LUF*, *MUF*). Eine einfache Methode zur Feldstärkeabschätzung

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

Von **B. Beckmann**

Mit 11 Bildern

DK 621.3.095.3

In den bekannten Ausbreitungsvorhersagen werden die Grenzen des Übertragungsfrequenzbereiches *LUF* (lowest useful frequency) und *MUF* (maximum usable frequency) angegeben. Ein Beispiel einer solchen Vorhersage zeigt Bild 1. Hier sind für den Monat Februar 1957 die Medianwertkurven eingetragen für 100 kW effektive Strahlungsleistung und 1 μV/m = 0 db Empfangsfeldstärke.

Die *LUF* wird unter Zugrundelegung der nichtselektiven Dämpfung im unteren Ionosphärengebiet für die *F*-Übertragung berechnet. Man benutzt hierbei die Formel

$$\left.\begin{aligned} F_{[\mathrm{db}]} &= F_0 - Y\,\frac{1}{f^2}, \\ F_0 &= 20 \log \frac{3 \cdot 10^5 \sqrt{P_{\mathrm{eff}}}}{r}, \\ Y &= \frac{B\,(1 + b\,R)\,J \cos^{1/2}\chi}{\cos \varphi_0}, \\ B &= 500\ [\mathrm{db\ MHz^2}], \\ b &= 0{,}005. \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

P_{eff} effektive Strahlungsleistung, r ionosphärischer Ausbreitungsweg, χ Zenitwinkel des Sonnenstandes für die Durchstoßpunkte der *F*-Reflexion durch das *D*-*E*-Gebiet, φ_0 Einfallswinkel in *D*-Schicht, J jahreszeitlicher Korrekturfaktor.

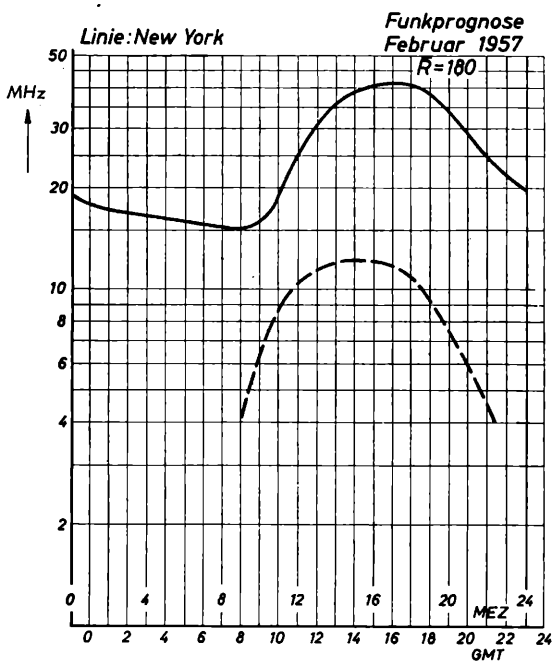


Bild 1. Beispiel einer Funkprognose des Fernmeldetechnischen Zentralamtes (FTZ)
MUF (ausgezogene Kurve) obere Begrenzung,
LUF (gestrichelte Kurve) untere Begrenzung
des Übertragungsfrequenzbereiches für 100 kW effektive Strahlungsleistung und 1 μV/m Mindestempfangsfeldstärke

Den Einfluß des erdmagnetischen Feldes versucht man zu berücksichtigen, indem man entsprechend der sogenannten quasi-longitudinalen Näherungslösung des komplexen Brechungsindex der Ionosphäre im Dämpfungsfaktor f um $f_H \cdot \cos\vartheta$ erweitert (f_H die *Larmor*-Frequenz für Elektronen 1,4 MHz, ϑ Winkel zwischen der Wellennormale und der Richtung der erdmagnetischen Kraftlinien). Für diesen örtlich verschiedenen Wert wird im Mittel etwa 1,3 MHz eingesetzt.

Für eine erforderliche Mindestempfangsfeldstärke F und eine Strahlungsleistung P_{eff} ergibt die Auflösung dieser Gleichung nach der Frequenz die *LUF*. Bezeichnet man die *LUF* für 1 μV/m = 0 db Mindestempfangsfeldstärke mit f_L, so folgt aus Gl. (1) die einfache Beziehung [1]

$$F_{[\text{db}]} = F_0\left(1 - \frac{f_L^2}{f^2}\right); \quad f_L = LUF \text{ für } 0 \text{ db}. \qquad (2)$$

In Bild 2 ist der Verlauf der Feldstärke nach dieser Formel als Funktion der Frequenz für $f_L = 10$ MHz und $P_{\text{eff}} = 100$ kW dargestellt. Diese *LUF* entspricht z. B. zeitweilig den Verhältnissen für eine Nordamerika-Linie zur Zeit höchsten Sonnenstandes für Streckenmitte. Die Feldstärke ist hiernach stetig steigend bis zur

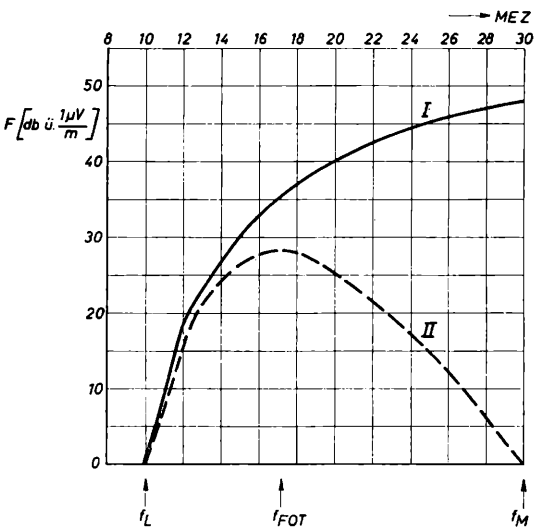


Bild 2. Frequenzabhängigkeit der Feldstärke $F_{[\text{db ü. 1 }\mu\text{V/m}]}$
I. nach Gl. (2) $f_L = 10$ MHz
II. nach Gl. (4) $f_L = 10$ MHz, $f_M = 30$ MHz

MUF. Wenn diese eine scharfe Begrenzung für die Übertragung darstellen würde, müßte sie plötzlich steil absinken. Die Beobachtungen zeigen jedoch, daß dieses im allgemeinen nicht der Fall ist, insbesondere nicht bei größeren Strahlungsleistungen. Entsprechend den Messungen des Reflexionsfaktors bei senkrechtem Einfall wird schon seit längerer Zeit eine *FOT* (fréquence optimale de travail) angegeben, die etwa 15 % unterhalb der *MUF* liegen soll. Die Feldstärke sinkt von diesem Wert bis zur *MUF* um etwa 10 bis 20 db ab. Der bei Ausbreitungsbeobachtungen festgestellte *FOT*-Abstand von der *MUF* ist jedoch erheblich größer. Zu berücksichtigen ist dabei, daß die hier beobachtete *MUF* durch Streuvorgänge (forward- und backscatter über *F*-Schicht) erheblich höher liegt als der aus der üblichen Umrechnung von der senkrecht gemessenen Grenzfrequenz erhaltene *MUF*-Wert, den man heute zur Unterscheidung von dem obigen vielfach als „klassische" *MUF* bezeichnet. Die durch Streuung erhöhte, leistungsabhängige *MUF* sei deshalb im folgenden Streu-*MUF* (*MUF**) genannt.

Eine schematische Darstellung der Streuvorgänge, die zu einer Abflachung der Einfallswinkel in die *F*-Schicht und damit zu einer *MUF*-Erhöhung führen können, ist in Bild 3 gegeben [1, 2]. Bild 3 a zeigt eine Vorwärtsstreuung über Wolken des *E*-Gebietes; φ_0 ist der Einfallswinkel für direkte Reflexion zwischen dem Sendeort S und dem Empfangsort E; φ_s ist der durch Streuung vergrößerte Einfallswinkelbereich. In Bild 3 b ist für den innerhalb der toten Zone liegenden Empfangsort E eine Übertragung durch Rückstreuung am Erdboden

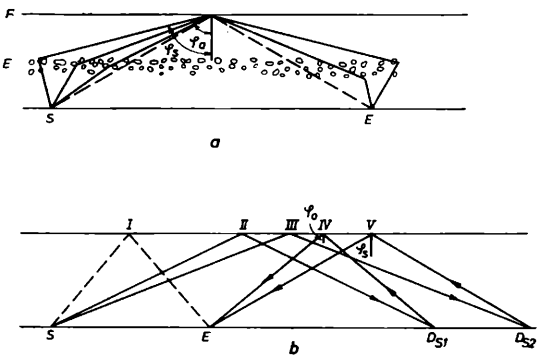


Bild 3. Schematische Darstellung der durch Streuvorgänge möglichen *MUF*-Erhöhung
a) Vorwärtsstreuung der unteren Ionosphäre über *F*-Schicht
b) Rückstreuung des Erdbodens über *F*-Schicht

angedeutet. Mit abnehmender Grenzfrequenz wird φ_s kleiner. Durch das Nacheinanderaussetzen der Strahlenwege für verschiedene Einfallswinkel erstreckt sich dabei der selektive Dämpfungseinfluß über einen erheblich größeren Frequenzbereich als der aus Senkrechtlotungen ermittelte. Dazu kommt noch das Aussetzen der Mehrfachwege vor Erreichen der klassischen *MUF*, ferner die parallel verlaufenden Änderungen der Übertragungswinkel im Hinblick auf das Einziehen der Antennendiagramme besonders am Erdboden. Alle diese Faktoren dürften für das Absinken der Feldstärke vor Erreichen der *MUF** maßgebend sein.

Bild 4 zeigt eine Gegenüberstellung von mittags und abends durchgeführten Feldstärkemessungen Londoner Rundfunksender, die in der Nähe von München mit einem mit Rahmenantenne arbeitenden Feldstärkemeßgerät über einen längeren Zeitraum durchgeführt wurden [3]. Bei den Mittagsmessungen (Bild 4 a, Mittelwert zwischen 11.30 und 14.00 h MEZ) ist eine *FOT* ausgeprägt, die etwa 50 % unterhalb der *MUF** liegt. In den Abendmessungen etwa 2 bis 3 Stunden nach Sonnenuntergang (Bild 4 b) ist die *FOT* nicht mehr ausgeprägt, aber der Abfall der Feldstärke von der niedrigsten bis zur höchsten Frequenz erstreckt sich prozentual etwa über denselben Frequenzbereich. Betrachtet man die Unterschiede zu den einzelnen Zeiten, so ist ein deutlicher Einfluß der *MUF*-Änderung auf den Feldstärkeverlauf zu erkennen. Die Unterschiede zwischen den Tages- und Nachtmessungen erklären sich vermutlich einerseits durch die Abnahme der nichtselektiven Dämpfung (Anstieg der niedrigen Frequenzen), andererseits durch die Abnahme der *MUF* infolge des Grenzfrequenzabfalls nach Sonnenuntergang. Die durch * bezeichneten höchsten Frequenzwerte liegen nach oszillographischen Feldstärkeregistrierungen eindeutig im Streubereich.

Daß die Grenzfrequenz für den Feldstärkeverlauf eine entscheidende Rolle spielt, geht aus der Änderung dieser Feldstärkekurven von Tag zu Tag hervor. Vom 16. bis 20. Oktober trat eine Polarlichtstörung der Ionosphäre auf, die am Tage und nachts die Feldstärke entsprechend den absinkenden Grenzfrequenzen im höheren Frequenzbereich herabsetzte. Nach Beendigung der Störung, etwa ab 21., steigen die Feldstärken wieder an, etwa parallel mit den zunehmenden Grenzfrequenzen.

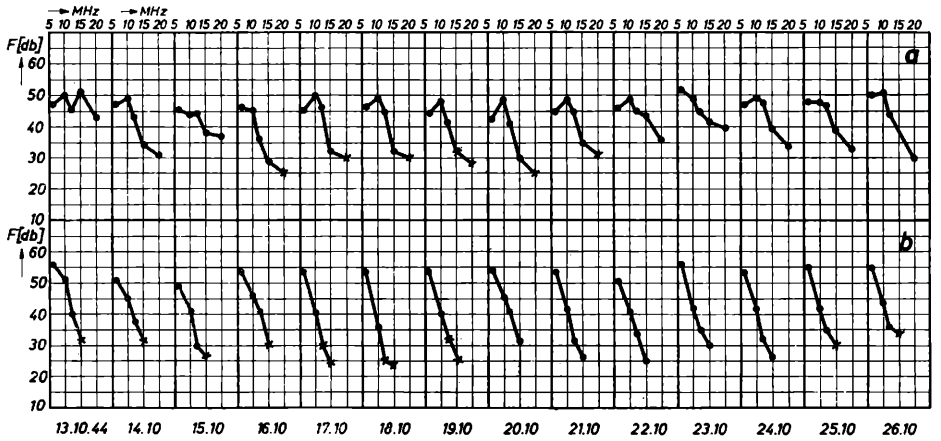


Bild 4. Feldstärkemessungen an aufeinanderfolgenden Tagen in Abhängigkeit von der Frequenz. Entfernung etwa 1000 km
a) Mittagsmessungen, Feldstärke in db über 1 μV/m b) Abendmessungen

Die maximalen Unterschiede im höheren Frequenzbereich betragen hier etwa 40 db. Da mit ansteigender F_2-Schichthöhe in den Abendstunden und insbesondere bei der Polarlichtstörung eine Änderung der Übertragungswinkel eintritt, ist auch mit einem mehr oder weniger großen Einfluß des Richtdiagramms der Sendeantennen zu rechnen. Während die zum Empfang benutzte Rahmenantenne hiervon unabhängig ist, ist der Einfluß der Richtdiagramme der Sendeantenne nicht übersehbar.

Die in den beschriebenen Messungen erläuterte Frequenzabhängigkeit auf einer mit einem Sprung überbrückbaren Entfernung (etwa 1000 km) beobachtete man auch für größere Übertragungsentfernungen. Bild 5 zeigt als Beispiel ein Punktfeld von systematischen Lautstärke-Beobachtungen (unterstützt durch S-Meter-Ablesung) für die Funkrichtung Nordamerika. Als Punkte sind für sämtliche Tage des Monats Februar 1957 die etwa um 16.30 h GMT beobachteten Lautstärken in der R-Skala eingetragen. Die Kreuze bedeuten Mittelwerte, durch die eine mittlere Kurve gelegt wurde. Der Diagrammeinfluß und die Frequenzabhängigkeit der benutzten Empfangsantenne (Telefunken Alraune) sind relativ gering. Auf Grund von vergleichenden Feldstärkemessungen ist eine Feldstärke-Skala neben der R-Skala angebracht. Nach Grenzfrequenzmessungen der Ionosphärenstation Slough lag die klassische *MUF* zur Zeit der Beobachtungen — von einer Ausnahme abgesehen — an allen Beobachtungstagen über 30 MHz. Die Mitte des breiten *FOT*-Bereichs liegt demnach mindestens 47 % unter der *MUF*, und der Abfall zur *MUF* erstreckt sich über einen Bereich von mindestens 27 %.

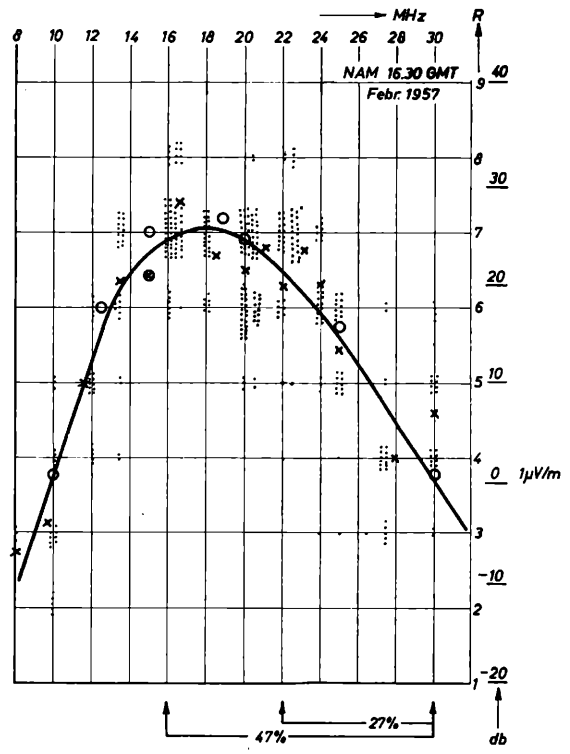


Bild 5. Beobachteter Feldstärkeverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz für die Funkrichtung Nordamerika (NAM östlicher Teil) — Deutschland (Funkwetterbeobachtungsstelle Detmold des FTZ)
○ aus dem beobachteten f_L und f_M berechneter Feldstärkeverlauf [Gl. (4), $P_{\text{eff}} = 100$ kW]
⊗ aus der Prognose Bild 1 errechneter Feldstärkewert für 15 MHz (entnommen aus Bild 8 a)

Auf Grund der beschriebenen Frequenzabhängigkeit der Feldstärke erscheint eine Rücksichtnahme bei der Berechnung der Feldstärke auf die *MUF*-Lage erforderlich. Die Frequenzabhängigkeit der Feldstärke läßt sich durch eine Erweiterung des Dämpfungsfaktors entsprechend folgender Formel

$$F_{[\text{db}]} = F_0 - \left(X f^2 + Y \frac{1}{f^2}\right) \qquad (3)$$

im gesamten Übertragungsfrequenzbereich zwischen *LUF* und *MUF** empirisch beschreiben [4]. Der zweite Ausdruck in der Klammer beschreibt wie in Gl. (1) die nichtselektive Dämpfung zwischen *LUF* und *FOT*, während der erste die Feldstärkeabnahme zwischen *FOT* und *MUF** ausdrückt. Aus Gl. (3) läßt sich unter Berücksichtigung von Gl. (2) und Einführung der Streu-*MUF* für 0 db Empfangsfeldstärke, die in den Vorhersagen des FTZ

angegeben ist oder aus Beobachtungen ermittelt werden kann, die Gleichung

$$F_{[db]} = F_0 \left[1 - c \left(\frac{f^2}{f_M^2} + \frac{f_L^2}{f^2} \right) \right]. \qquad (4)$$

f_M = Streu-*MUF* für 0 db,

$$c = \frac{1}{1 + \left(\frac{f_L}{f_M} \right)^2} \quad \text{(in vielen Fällen } c \approx 1\text{)}$$

ableiten. Durch diese Gleichung ist der Verlauf der Feldstärke innerhalb des Übertragungsfrequenzbereichs in Beziehung gesetzt zu den für diesen charakteristischen Daten *MUF** und *LUF* sowie der *FOT*. Das Maximum der Feldstärkekurve liegt bei der Frequenz

$$f_{FOT}^2 = f_L \cdot f_M, \qquad (5)$$

d. h. die *FOT* liegt von der Streu-*MUF* etwas weiter entfernt als von der *LUF*, da das geometrische Mittel kleiner als das arithmetische ist. Für die Feldstärke dieses Maximums gilt

$$F_{[db]\,FOT} = F_0 \left(1 - c \frac{2 f_L}{f_M} \right). \qquad (6)$$

Für $\frac{f^2}{f_M^2} \ll \frac{f_L^2}{f^2}$ geht Gl. (4) in Gl. (2) über.

Die Grenzen des Übertragungsfrequenzbereichs für beliebige $\frac{F}{F_0}$-Werte errechnen sich nach Gl. (4) zu

$$f^2 = \frac{f_M^2 + f_L^2}{2} \left(1 - \frac{F}{F_0} \right) \pm \sqrt{\left[\frac{f_M^2 + f_L^2}{2} \left(1 - \frac{F}{F_0} \right) \right]^2 - f_L^2 f_M^2}. \qquad (7)$$

Für $\frac{F}{F_0} = 0$ db ist $f = f_L$ bzw. f_M.

In folgender Tafel ist ein Anwendungsbeispiel gegeben. Es sei $f_M = 30$ MHz, $f_L = 10$ MHz, $P_{\text{eff}} = 100$ kW.

Tafel 1

f MHz	F db
10	0
12,5	18
15	26
18	28
20	24
25	16
30	0

Die *FOT* liegt nach Gl. (5) in diesem Beispiel bei 17,3 MHz. Der Verlauf ist dargestellt in Bild 2, Kurve II. Außerdem sind die berechneten Werte in Bild 5 als Kreise O eingetragen. Man sieht, daß die errechneten Werte recht gut mit der gefundenen Mittelwertskurve der Beobachtungen übereinstimmen.

In Bild 6 a sind die den Vorhersagen des FTZ entnommenen *LUF*- und *MUF**-Daten für die Richtung New York zur Zeit des höchsten Sonnenstandes auf Streckenmitte von Juli 1955 bis Dezember 1957 eingetragen. Die nach Gl. (5) berechnete *FOT*-Lage ist angegeben. Bild 6 b zeigt den Verlauf der aus diesen Daten für die Frequenz 15 MHz berechneten Empfangsfeldstärke bei einer Strahlungsleistung von 100 kW.

Bild 7 zeigt einen Vergleich mit den Medianwerten der zur gleichen Zeit im FTZ gemessenen Empfängereingangsspannungen U_E des Senders WWV 15 MHz (Beltsville bei Washington) [5]. Dabei wurden unter Berücksichtigung des Gewinns der zum Empfang benutzten

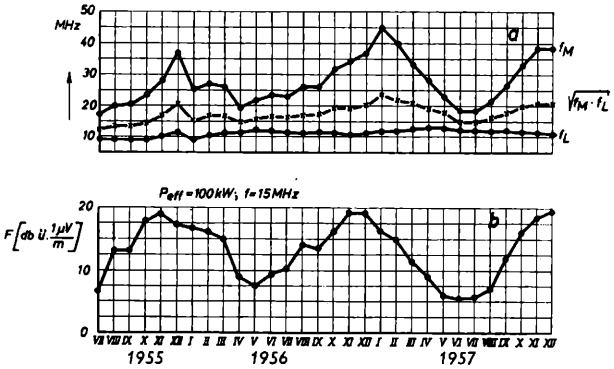


Bild 6. Beispiel einer Feldstärkeberechnung nach Funkprognosen. Funklinie Frankfurt/Main—New York

a) den Monatsprognosen des FTZ entnommene f_M- und f_L-Werte zur Zeit des höchsten Sonnenstandes auf Streckenmitte. Juli 1955 bis Dezember 1957

b) für 15 MHz und P_{eff} = 100 kW nach Gl. (4) berechneter Feldstärkeverlauf

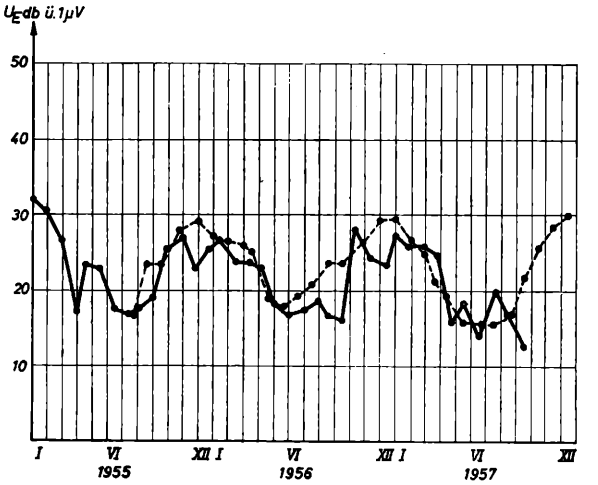


Bild 7. Vergleich zwischen der aus dem Ergebnis Bild 6 b für eine Empfangsanlage (Rhombusantenne) abgeleiteten Empfängereingangsspannung mit den zu den entsprechenden Zeiten gemessenen Medianwerten der Empfängereingangsspannung des Senders WWV 15 MHz in Beltsville bei Washington. Empfangsort FTZ Darmstadt.
Empfängereingangsspannung U_E gemessen = ausgezogene Kurve, Empfängereingangsspannung berechnet = gestrichelte Kurve

Rhombusantenne und der Verluste der gesamten Empfangsanlage sowie unter Berücksichtigung der effektiven Strahlungsleistung des Senders WWV die Feldstärke ebenfalls auf Empfängereingangsspannung umgerechnet *). Die gemessene und errechnete Kurve stimmen im Verlauf recht gut überein.

In Bild 8 a ist der aus der Vorhersage für den Monat Februar 1957 (Bild 1) errechnete Tagesgang der Feldstärke für 15 MHz ($P_{\text{eff}} = 100$ kW) wiedergegeben. Dabei wurde nachts f_L konstant mit 4 MHz angenommen (Begrenzung durch den Störpegel). Bild 8 b zeigt einen in gleicher Weise wie in Bild 7 durchgeführten Vergleich mit Medianwerten der gemessenen Empfängereingangsspannung des Senders WWV 15 MHz [5]. In der Zeit von 12.00 bis 24.00 h MEZ ist sehr gute Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung vorhanden. Von 00.00 bis 04.00 h sinkt die gemessene Feldstärke stärker ab als die berechnete. Zu dieser Zeit ist der *MUF*-Einfluß auf die Feldstärke für 15 MHz besonders groß, so daß

*) Umrechnungsformel [6]:

$$20 \log E = 20 \log U_E - 20 \log \frac{\lambda}{\pi} - 10 \log \frac{R_a}{480} - 10 \log G + 2{,}3.$$

$R_a = 60\ \Omega$ Empfängereingang, G Gewinn gegen isotropen Strahler.

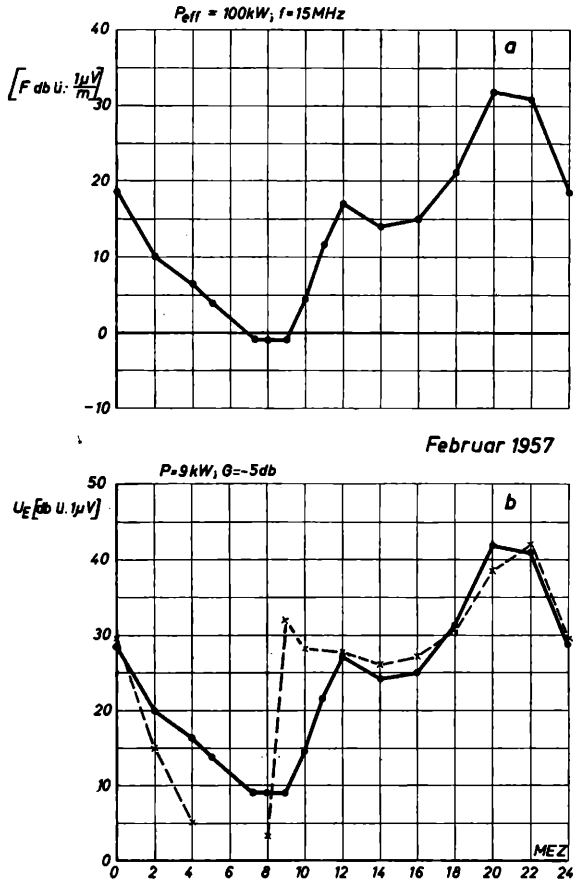


Bild 8. a) Aus der Prognose Bild 1 (Februar 1957) für f = 15 MHz und P_{eff} = 100 kW berechneter Tagesgang der Feldstärke
b) Vergleich der für eine Empfangsanlage (Rhombusantenne) im FTZ Darmstadt hieraus errechneten Empfängereingangsspannung mit den hier gemessenen Medianwerten der Empfängereingangsspannung des Senders WWV 15 MHz (gestrichelt). Bei der Umrechnung ist wie auch in Bild 7 die geringere effektive Strahlungsleistung des Senders WWV berücksichtigt

schon geringe Fehler in der *MUF*-Vorhersage ins Gewicht fallen. Hier ist anscheinend in der Vorhersage die *MUF* etwas zu hoch angesetzt. Ebenso müßte der Anstieg der *MUF* am Tage zwischen 09.00 und 12.00 h etwas steiler verlaufen, als in der Vorhersage angegeben.

Aus den Ausbreitungsbeobachtungen Bild 5 wurde für 15 MHz der Feldstärkewert 26 db errechnet, während die Mittelwertskurve der Beobachtungen bei etwa 22 db lag. Diese Ergebnisse in Bild 5 müßten mit den Werten um 17.30 h MEZ in Bild 8 vergleichbar sein. Die berechnete Feldstärke ist hier in guter Übereinstimmung mit den Messungen (20 db). Der aus den Beobachtungen Bild 5 errechnete Feldstärkewert weicht von dem aus der Prognose Bild 1 errechneten somit nur um 6 db ab. Die Differenz der gemessenen Kurven beträgt nur 2 db.

Auf der Grundlage der in Bild 9 wiedergegebenen Funkprognose für Juli 1956 sind in Bild 10 und 11 noch zwei weitere Berechnungsbeispiele für den Tagesgang der Feldstärke gezeigt. In Bild 10 a ist der für die Frequenz 15 MHz berechnete Feldstärkeverlauf eingetragen, in Bild 11 a der für die Frequenz 20 MHz berechnete. In den Bildern 10 b und 11 b ist wieder der Vergleich mit den Medianwerten der gemessenen Empfängereingangsspannung der entsprechenden WWV-Frequenzen durchgeführt [5]. Auch hier ist die Übereinstimmung im Verlauf der gemessenen und gerechneten Kurven besser zu

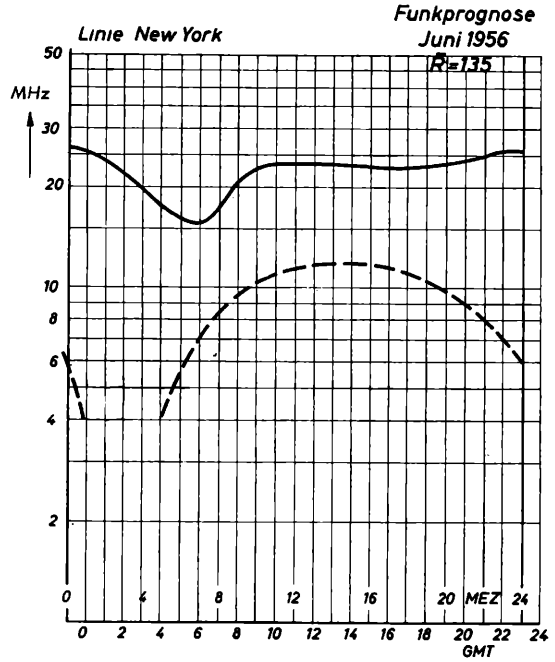


Bild 9. f_M- und f_L-Kurven der Funkprognose des FTZ für Juni 1956

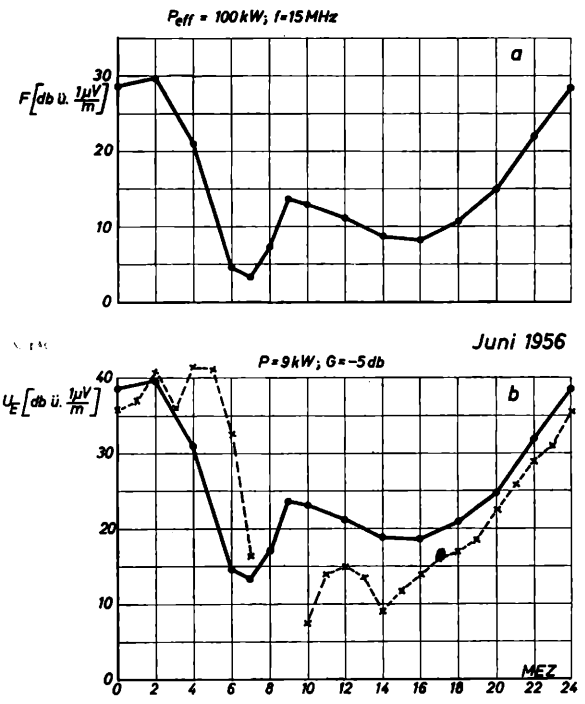


Bild 10. a) Aus der Prognose Bild 9 berechneter Tagesgang der Feldstärke für 15 MHz
b) Vergleich der hieraus abgeleiteten Empfängereingangsspannung U_E mit der gemessenen des Senders WWV 15 MHz (gestrichelte Kurve, Umrechnung wie in Bild 8)

den Hauptübertragungszeiten als in den Übergangszeiten, die für die Prognose kritisch sind.
Die im vorstehenden beschriebene Berechnungsmethode der Feldstärke bietet folgende Vorteile:

1. Es ergeben sich sehr einfache formelmäßige Beziehungen, die sich nur auf die Veränderlichen f_L und f_M stützen.
2. Der solare Einfluß (Sonnenfleckenrelativzahl R) sowie die täglichen und jahreszeitlichen Veränderungen der Ionosphäre brauchen nicht im einzelnen erfaßt zu werden, was zur Zeit noch sehr schwierig ist, sondern

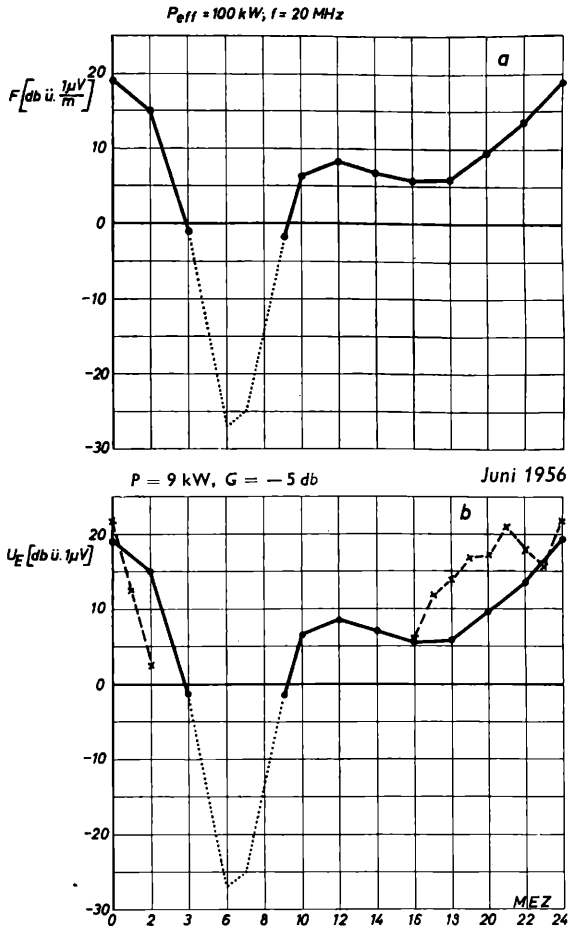


Bild 11. a) Aus der Prognose Bild 9 berechneter Tagesgang der Feldstärke für 20 MHz

b) Vergleich der hieraus abgeleiteten Empfängereingangsspannung U_E mit der gemessenen des Senders WWV 20 MHz

kommen summarisch in den Veränderungen von f_L und f_M zum Ausdruck.

3. Für f_L und f_M werden seitens der Funkwetterdienste sowieso laufend besondere Ausbreitungsbeobachtungen und Vorhersagen durchgeführt. Das Fernmeldetechnische Zentralamt unterhält zu diesem Zweck eine besondere Funkwetterbeobachtungsstelle, in der laufend 7 Überseefunkrichtungen beobachtet werden.

4. Da der *FOT*-Bereich, insbesondere auch auf Grund der Erfahrungen des Betriebsdienstes, recht gut bekannt ist, kann man auf Grund von Feldstärkemessungen in diesem Bereich nach Gl. (6) f_L/f_M bestimmen. Nach Gl. (5) ist durch die *FOT* das Produkt $f_L \cdot f_M$ bekannt. So kann man, auch wenn f_L oder f_M oder beide Daten unbekannt sind, auf Grund ihrer Ermittlung aus der *FOT* die Gl. (4) für die Feldstärkeberechnung anwenden. Aus Frequenzen erheblich unterhalb der *FOT* kann auch f_L durch Feldstärkemessung aus Gl. (2) ermittelt werden.

Auf Grund dieser Vorteile erscheint diese Berechnungsmethode für eine Abschätzung der Feldstärke gut geeignet. Man kann sich bei der Beschaffung der erforderlichen Daten für diese Berechnung sowohl auf Vorhersagen als auch auf Ausbreitungsbeobachtungen bzw. einzelne Feldstärkemessungen stützen.

Für die Überlassung der vergleichsweise mitgeteilten Messungen des Senders WWV möchte ich den Kollegen Herrn Dr. *Großkopf* und Dipl.-Phys. *Scholz* herzlich danken.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *B. Beckmann:* Die Vorhersage der Kurzwellenausbreitung, Teil I. Technische Hausmitteilungen des Nordwestdeutschen Rundfunks 6 (1954), S. 211—219.

[2] *B. Beckmann, W. Menzel* und *F. Vilbig:* Grenzwellen und Streustrahlung in der Funkausbreitung. Telegr.-Fernspr.-Funk- und Fernsehtechnik 30 (1941), S. 43—52.

[3] *B. Beckmann:* Störungen der Raumwellenausbreitung. Fortschritte der Hochfrequenztechnik, herausgegeben von *J. Zenneck* und *F. Vilbig.* Akadem. Verlagsges. Leipzig. Bd. 3, S. 32—51.

[4] *B. Beckmann:* Allgemeine Anwendung der Erkenntnisse der Ionosphärenforschung für die Erkenntnisse der Wellenausbreitung sowie für Beratung und Prognose im Funkbetrieb. Vortrag auf der Tagung „Ionosphärenforschung, Radioastronomie und Funkortung" Essen, 23. bis 25. Juli 1957. Sonderbücherei der Funkortung. Tagungsberichte. Best.-Nr. 2025. Herausgegeben von Staatssekretär Prof. Dr. *L. Brandt.*

[5] Die ionosphärische Ausbreitungsdämpfung im Dekameterbereich. Vergleich von Messungen und Rechnungen. Technischer Bericht d. FTZ Darmstadt. In Vorbereitung.

[6] *J. Großkopf:* Feldstärkemessungen im Kurzwellenbereich. Nachrichtentechn. Zeitschr. 9 (1955), S. 114—118.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 10, OKTOBER 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Beobachtung der Mehrwegeausbreitung auf der Kurzwellenübertragungsstrecke Osaka – Frankfurt a. Main

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt und dem Funkamt Frankfurt a. Main

Von **B. Beckmann** und **K. Vogt**

Mit 7 Bildern

DK 621.371

Einleitung

Im Januar und Mai 1956 wurden zwischen der Japanischen Gesellschaft Kokusai Denshin Denwa (KDD) und der Englischen Postverwaltung Impulsversuche durchgeführt. Die Deutsche Bundespost wurde seitens der KDD auf diese Versuche aufmerksam gemacht und hat die Gelegenheit der Impulsaussendungen benutzt, um die Mehrwegeausbreitung auf der Übertragungsstrecke Osaka—Frankfurt a. Main zu studieren.

Messungen

In der ersten Versuchsreihe im Januar 1956 fanden Impulssendungen der japanischen Station JG4C auf 14 435 kHz statt. Die Senderleistung betrug 20 kW, die Impulsfolgefrequenz 26 Hz und die Impulsbreite 200 µsec. Gesendet wurde am 11., 13., 17., 24. und 25. 1. 1956, täglich von 07.00 h bis 16.00 h GMT. Dabei strahlte der Sender über eine Rhombusantenne in Richtung Europa oder über eine horizontale Dipolantenne in gleicher Höhe in einer zeitlichen Folge von 10 min, beginnend von 07.00 h bis 07.10 h GMT, mit Rhombusantenne, von 07.10 h bis 07.20 h mit Dipolantenne usw.

In der zweiten Versuchsreihe am 7. und 9. Mai 1956 wurde abwechselnd von Osaka nach London und von London nach Osaka auf der gleichen Frequenz 19 560 kHz in einer zeitlichen Folge von 10 min gesendet, beginnend um 08.00 h bis 08.10 h GMT mit der Sendung London nach Osaka, um 08.10 h bis 08.20 h Osaka nach London usw. Als Sendeantennen wurden in beiden Richtungen Rhombusantennen verwendet. Die weiteren Versuchsbedingungen sind die gleichen wie bei der ersten Versuchsreihe.

Die Empfangsversuche wurden auf der Überseefunkempfangsstelle Eschborn bei Frankfurt a. Main durchgeführt. Für die direkte Richtung stand eine Rhombusantenne mit dem Azimut 42° rwN (Azimut Osaka 41,6° rwN, Entfernung 9250 km) und für die rückwärtige Richtung eine Rhombusantenne mit dem Azimut 222° rwN zur Verfügung. Diese Empfangsantennen hatten die folgenden Abmessungen: Seitenlänge = 115 m, Höhe über Erde = 20 m und halber stumpfer Winkel = 75°. Die Bandbreite des verwendeten Empfängers (Telefunken E 104) betrug ± 3 kHz. Die Ausgangsspannung der Zwischenfrequenz von 525 kHz wurde einem Breitbandoszillographen zugeführt, die Impulsfolgen photographisch festgehalten und ihre zeitliche Folge und Amplituden ausgewertet.

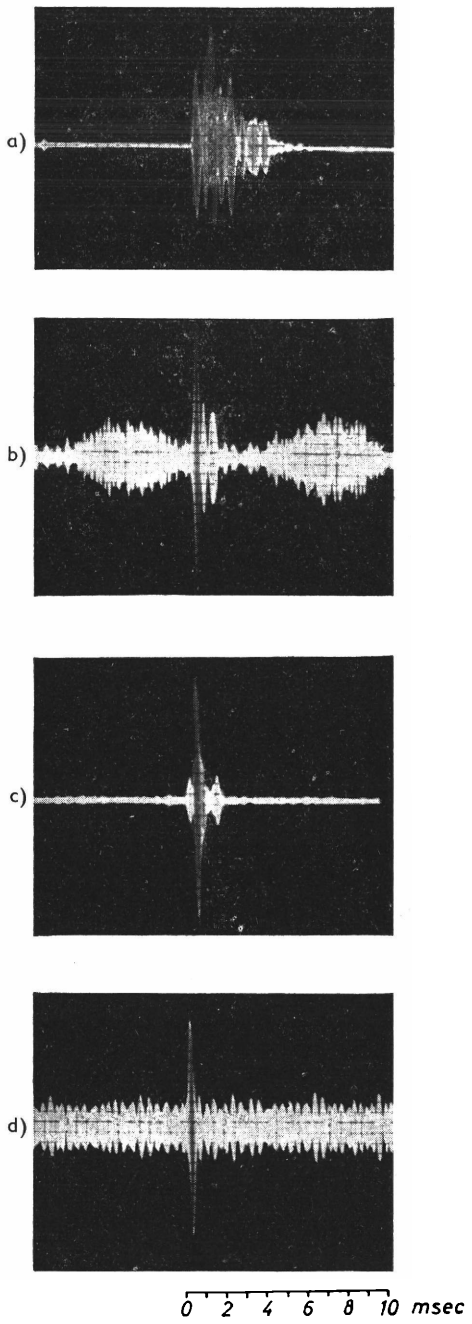


Bild 1. Beispiele für beobachtete Impulsbilder des Senders Osaka bei verschiedenen Übertragungsbedingungen

Ergebnisse

Direkter Ausbreitungsweg

Die Bilder 1 a bis d geben eine Auswahl von Impulsbildern aus der Richtung Japan, wie sie in charakteristischer Weise zu verschiedenen Zeiten an den Versuchstagen gewonnen wurden. Bild 1 a zeigt ein Beispiel für das gleichzeitige Vorhandensein von acht Übertragungswegen, bei dem das Amplitudenmaximum beim dritten Weg liegt. In Bild 1 b sind drei Ausbreitungswege zu erkennen mit einem Amplitudenmaximum beim ersten Weg. Bild 1 c zeigt ein stark bevorzugtes Maximum bei dem mittleren Weg, während der vorhergehende und der nachfolgende Impuls fast verschwinden. Bild 1 d zeigt nur einen einzigen Übertragungsweg, wie er regelmäßig bei dem Untergang der Frequenz

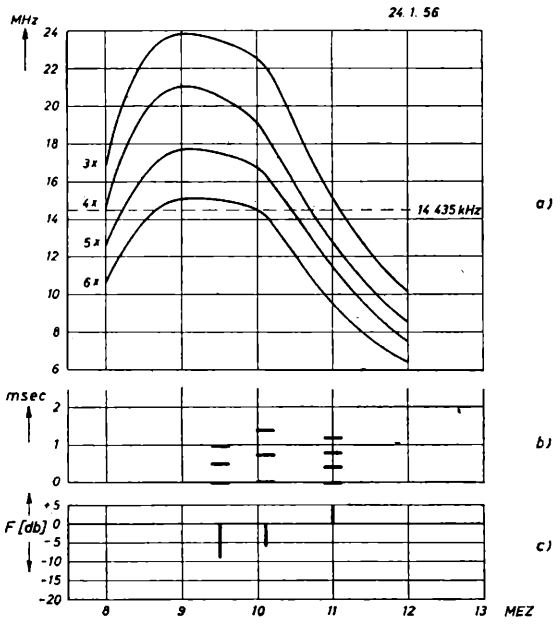


Bild 2. Beobachtete Werte der Impulszahl, der Laufzeitdifferenzen und maximalen Amplituden im Vergleich zum Tagesgang der MUF-Kurven. Sender Osaka mit Richtantenne Europa, Empfangsrichtantenne 42° rwN.
a) MUF-Kurven für verschiedene Sprungzahlen.
b) Impulsfolgen entsprechend den Laufzeitdifferenzen.
c) Feldstärken des jeweils größten Impulses

auftritt. Die Breite des Impulses entspricht zu dieser Zeit genau der Breite des gesendeten Impulses. Mit zunehmender Zahl der Mehrfachwege machte sich zeitweilig eine Verbreiterung der Impulse bemerkbar, hervorgerufen durch Streueinflüsse. Das Maximum der Amplitude wurde am häufigsten bei dem ersten und zweiten Impuls, gelegentlich auch bei dem dritten Impuls gefunden. Die Amplituden sowohl als auch die Laufzeitdifferenzen zeigten laufend gewisse Schwankungen.

Bekanntlich ist die F 2-Übertragung auf großen Entfernungen vorherrschend. Zur Überbrückung der Entfernung Osaka—Frankfurt a. Main sind mindestens drei F 2-Reflexionen von etwa 3000 km erforderlich. In den Bildern 2 a, 3 a und 4 a sind für die Hauptversuchstage die nach Unterlagen der Ionosphärenstationen Lindau/Harz und Wakkanai gerechneten MUF-Kurven für drei- bis sechsfache Sprünge eingetragen. Die horizontale gestrichelte Linie läßt die Übertragungsbegrenzung für die Betriebsfrequenz bei den einzelnen Wegen erkennen. In den Bildern 2 b, 3 b und 4 b sind durch horizontale Striche die zu verschiedenen Tageszeiten im Mittel beobachteten Laufzeitdifferenzen Δt der Impulse in msec eingetragen. Vergleicht man in Bild 3 b und 4 b die Zahl der Wege mit den MUF-Kurven, so findet man ein Zusammenfallen der Maxima um etwa 09.00 h MEZ. In dem Tagesgang spiegelt sich deutlich der steile Anstieg der MUF in den Morgenstunden und der langsame Abfall im Laufe des Tages wider. Die Zahl der Impulse entspricht jedoch nicht immer der Zahl der möglichen Wege (MUF-Kurven oberhalb der Betriebsfrequenz). Es ist bekannt, daß Streueinflüsse die MUF-Kurven, insbesondere in der Richtung Japan, stark beeinflussen und hierdurch der Abfall im Laufe des Tages erheblich langsamer erfolgt. In Bild 3 b wurde ab 12.15 h MEZ nur noch ein Impuls beobachtet und um 13.30 h MEZ hörte die Übertragung auch dieses Weges auf. In Bild 4 b wurde erst um 16.30 h MEZ die Einwegübertragung kurz

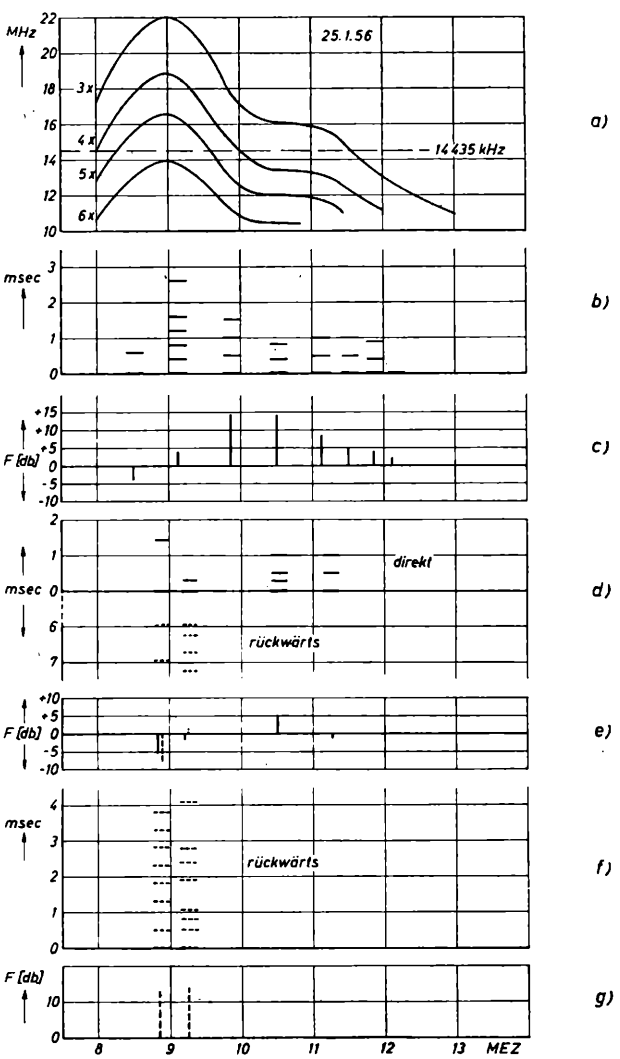


Bild 3. Beobachtete Werte der Impulszahl, der Laufzeitdifferenzen und maximalen Amplituden im Vergleich zum Tagesgang der MUF-Kurven für vorwärtigen und rückwärtigen Ausbreitungsweg.
a) MUF-Kurven für verschiedene Sprungzahlen.
b) Impulsfolgen entsprechend den Laufzeitdifferenzen, Sender Osaka mit Richtantenne Europa, Empfangsrichtantenne 42° rwN.
c) Feldstärken des jeweils größten Impulses für b).
d) Impulsfolgen entsprechend den Laufzeitdifferenzen, Sender Osaka mit Dipolantenne, Empfangsrichtantenne 42° rwN.
e) Feldstärken des jeweils größten Impulses für d).
f) Impulsfolgen entsprechend den Laufzeitdifferenzen, Sendung wie bei d), Empfangsrichtantenne 222° rwN.
g) Feldstärken des jeweils größten Impulses für f)

vor dem Untergang beobachtet. Dieser zeitliche Unterschied entspricht durchaus dem erheblich langsameren MUF-Abfall im Laufe dieses Tages, siehe Bild 4 a. Eine exakte Zuordnung der einzelnen Impulse in bezug auf die Ausbreitungswege ist wegen der Kompliziertheit des Übertragungsmechanismus nicht möglich. Es entsprechen jedoch die im Durchschnitt beobachteten Laufzeitdifferenzen von 0,5 msec zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen den Laufzeitdifferenzen zwischen den Dreifach-, Vierfach- und Fünffachsprüngen bei einer angenommenen Schichthöhe von 300 km. Die Schwunderscheinungen bringen es auch mit sich, daß zeitweilig einzelne Impulse nicht beobachtet werden, siehe Bild 4 b um 13.00 h MEZ.

In den Bildern 2 c, 3 c und 4 c sind die Feldstärken in db über 1 µV/m des jeweils maximalen Übertragungsweges durch senkrechte Striche eingetragen. Die Einfallswinkel der Dreifach-, Vierfach- und Fünffachsprünge liegen etwa zwischen 6° und 13°. Der durch den Dia-

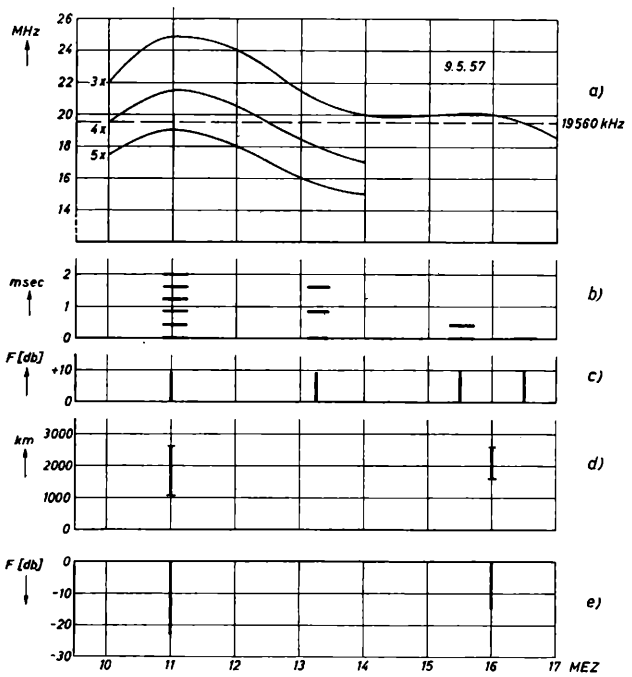


Bild 4 a bis c. Beobachtete Werte der Impulszahl, der Laufzeitdifferenzen und maximalen Amplituden im Vergleich zum Tagesgang der MUF-Kurven.
Sender Osaka mit Richtantenne Europa, Empfangsrichtantenne 42° rwN.
a) MUF-Kurven für verschiedene Sprungzahlen.
b) Impulsfolgen entsprechend den Laufzeitdifferenzen.
c) Feldstärken des jeweils größten Impulses.
d) bis e) Gleichzeitig erfolgte Rückstreumessungen des Senders London mit Richtantenne Japan, Empfangsrichtantenne 42° rwN.
d) Rückstreubereich.
e) Feldstärkemaximum für d)

grammeinfluß der Empfangsrichtantenne verursachte Fehler in der Umrechnung der Empfängereingangsspannungen in Feldstärkewerte beträgt innerhalb dieses Einfallswinkelbereiches maximal 4 db. Der Verlauf in Bild 3 c zeigt klar das Maximum der Dämpfung in den frühen Morgenstunden (kleine Feldstärken), die Abnahme bis 10.00 h MEZ (10.00 h bis 10.30 h MEZ maximale Feldstärken) und wieder zunehmende Dämpfung bei Annäherung an die Grenzfrequenz (12 db). Diese Dämpfungszunahme bei Annäherung an die Grenzfrequenz ist in Bild 4 c nicht vorhanden. Der zuletzt beobachtete Impuls um 16.30 h MEZ hat praktisch die gleiche Größe wie um 11.00 h MEZ.

Der beobachtete Tagesgang in Bild 2 b und c unterscheidet sich erheblich von dem obenbeschriebenen Verhalten (Bild 3 b, c und 4 b, c). Die Zahl der Impulse ist hier zur Zeit des an sich höheren Grenzfrequenzmaximums um 09.30 h MEZ geringer. Die MUF-Kurven fallen aber ab 10.30 h MEZ ganz erheblich steiler ab als in Bild 3 a und 4 a. Die ionosphärischen Ausbreitungsbedingungen auf den Nordlinien zeigten an diesem Tage den Beginn eines korpuskularen Einbruches, der auch von starken erdmagnetischen Störungen begleitet war (Internationale Charakterzahl C = 2). Daraus erklärt sich der sehr frühe und steile Grenzfrequenzabfall und die ungewöhnlich hohe Dämpfung, wie die geringen Feldstärken in Bild 2 c anzeigen. Das hohe Grenzfrequenzmaximum um 09.00 h MEZ darf als positive Phase vor der beginnenden Störung gewertet werden. In der Zeit von 09.30 h bis 11.00 h MEZ nehmen die Feldstärken von —9 db bis + 4 db zu. Die geringe Zahl der Ausbreitungswege ist auf die stark erhöhte Dämpfung zurückzuführen. Kurz nach 11.00 h MEZ gehen die Amplituden, ohne das Nacheinanderaussetzen der Mehrfachwege erkennen zu lassen (siehe Bild 3 b und 4 b), auf nicht meßbare Werte zurück.

Bei den abwechselnden Sendungen mit der Rhombus- und Dipolantenne von Osaka wurde im Mittel ein Unterschied der Empfangsspannungen von 12 db gefunden, der etwa dem Gewinn der Richtantenne entspricht.

Rückwärtiger Ausbreitungsweg

Während der Versuche im Januar 1956 wurde regelmäßig etwa in der Zeit von 08.30 h bis 09.30 h MEZ der rückwärtige Ausbreitungsweg festgestellt. In Bild 5 a sind bei Dipolsendung und Empfangsrichtung 42° beide Übertragungswege gleichzeitig zu sehen, und zwar ist *d* die direkte Übertragung und *r* die Rückwärtsübertragung. Die Laufzeitdifferenz zwischen dem ersten Impuls des Vorwärtsweges und dem ersten Impuls des Rückwärtsweges beträgt 7,3 msec. Die breiteren Impulsgruppen, die das Bild überdecken, gehören zu Störungen.

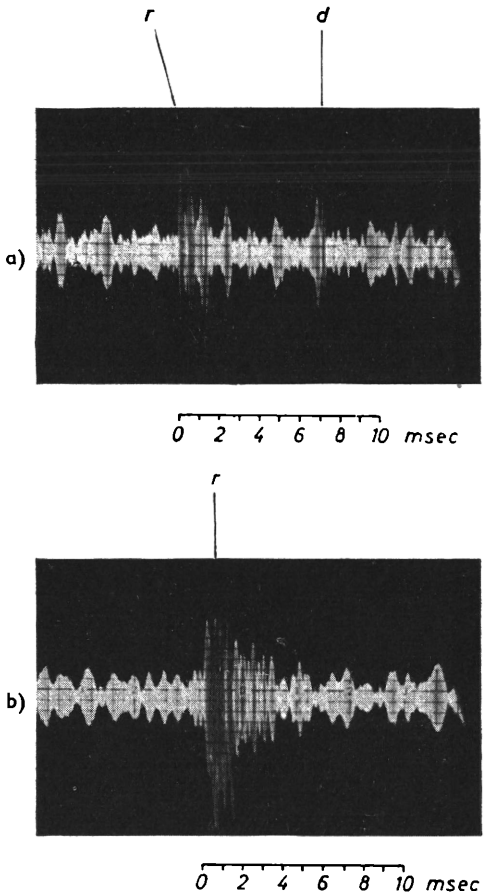


Bild 5. Beispiele für Vorwärts- und Rückwärtswege. Frequenz 14 435 kHz. Sendung Osaka mit Dipolantenne.
a) Empfang mit Richtantenne 42° rwN.
b) Empfang mit Richtantenne 222° rwN

Es fällt auf, daß die Amplituden des Rückwärtsweges trotz der empfangsseitig benutzten Richtantenne in Sollrichtung größer sind. Bei Umkehrung der Empfangsrichtung (222°) ergibt sich das Bild 5 b. Die Rückwärtsamplitude ist erheblich angestiegen, während der direkte Weg nicht mehr zu beobachten ist.

Bild 6 a zeigt schematisch die Unterschiede zwischen dem direkten und dem rückwärtigen Weg (9300 km und 30 700 km). Die entsprechenden Laufzeiten betragen 31 bzw. 102 msec. Die Laufzeitdifferenz beider Wege ist somit 71 msec. Bei einer Impulsfolgefrequenz von 26 Hz beträgt der Zeitabstand zweier Impulsgruppen 38,5 msec.

In dem in Bild 6 b wiedergegebenen Zeitschema ist der Anfang der in Bild 5 a gezeigten beiden Impulsgruppen für eine dreifache Folge durch Striche markiert, wobei die Wege durch die Buchstaben d und r gekennzeichnet sind. Da der Abstand aufeinanderfolgender Impulsgruppen $d_1 d_2$ bzw. $d_2 d_3$ und $r_1 r_2$ bzw. $r_2 r_3$ 38,5 msec beträgt, muß der zu einem direkten Weg d_1 gehörige

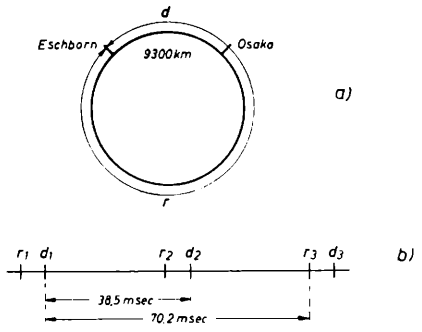


Bild 6.
a) Schematische Darstellung des direkten (d) und rückwärtigen (r) Weges.
b) Erläuterung der beobachteten Impulsfolgen $d_1 r_1$, $d_2 r_2$ usw. Impulsfolgefrequenz 26 Hz entsprechend 38,5 msec

Rückwärtsweg in der übernächsten Impulsgruppe liegen (r_3). Unter Zugrundelegung der Laufzeitdifferenz $r_1 d_1$ des Bildes 5 a von 7,3 msec errechnet sich für die Laufzeitdifferenz des Rückwärtsweges r_3 gegen den direkten Weg d_1 der Wert von 69,7 msec. Dieser Wert befindet sich in Übereinstimmung mit dem grob geschätzten Wert von 71 msec.

In Bild 3 d und f sind die beobachteten Laufzeitdifferenzen der einzelnen Impulse des direkten und insbesondere des rückwärtigen Weges aufgetragen. Senderseitig wurde eine Dipolantenne verwendet, während empfangsseitig bei Bild 3 d eine Rhombusantenne in der Sollrichtung 42° und in Bild 3 f eine Rhombusantenne in Richtung 222° verwendet wurden. In Bild 3 d ist der Nullpunkt der Laufzeitskala, wie bei den früher betrachteten direkten Wegen, auf den ersten Impuls dieser Gruppe festgelegt. Die Zeitskala ist zwischen dem letzten Impuls des rückwärtigen Weges und dem ersten Impuls des direkten Weges (etwa 6 msec) aus Gründen der Darstellung verkürzt gezeichnet. Trotz der Empfangsrichtung von 42° wurden zahlreiche Rückwärtswege beobachtet. Bei Umschaltung der Empfangsantenne in die rückwärtige Richtung 222° erhöhte sich die Zahl der Rückwärtswege ganz erheblich, siehe Bild 3 f. Wie bei der direkten Übertragung liegen auch bei den Rückwärtswegen die Laufzeitdifferenzen zwischen den einzelnen Impulsen im Mittel bei 0,5 msec. In Bild 3 e und 3 g sind die zu den Impulsgruppen in Bild 3 d und 3 f gehörigen maximalen Feldstärken aufgetragen. Dabei gelten in Bild 3 e die Feldstärkewerte nur für den direkten Weg. Der Vergleich mit dem rückwärtigen Weg läßt nur die Unterschiede der Empfängereingangsspannungen erkennen, die nahezu gleich sind (siehe Bild 5 a). Die in Bild 3 g gemessenen Feldstärkewerte des rückwärtigen Weges sind etwa 16 bis 18 db größer als die Feldstärkewerte des gleichzeitig gemessenen direkten Weges, siehe auch Bild 5 b.

Rückstreuung

Während der Impulsaussendungen von London (Rugby) am 7. und 9. Mai 1956 konnten mit einer Empfangsantenne in Richtung 42° breite Impulspakete beobachtet werden, siehe Bild 7 a und b. Nach den Messungen der Ionosphärenstation Lindau/Harz betrug für die Zeit dieser Aufnahmen (16.00 h MEZ) die tote Zone der F 2-Reflexion etwa 1600 km, d. h. eine direkte ionosphärische Übertragung war für die Entfernung London—Eschborn (Azimut Rugby 293° rwN, Entfernung 800 km) nicht möglich. Da der Empfang dieser Impulspakete nur

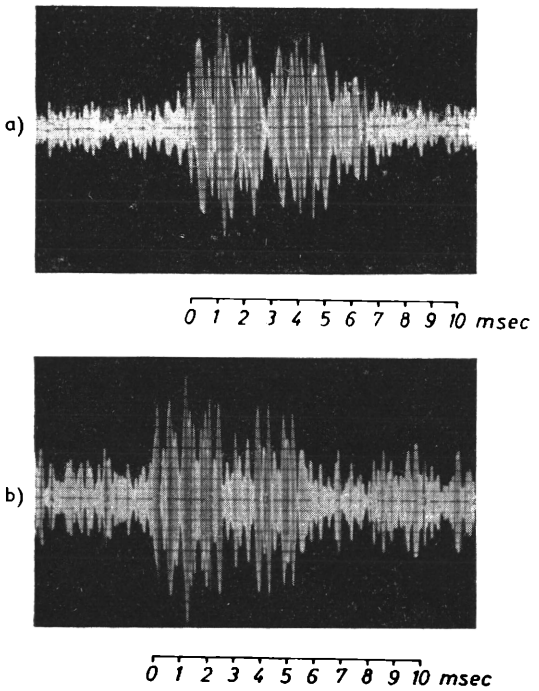


Bild 7. Rückstreupakete der Ausstrahlung des Senders London auf 19 560 kHz bei Empfang mit Richtantenne 42° rwN gegen 16.00 h MEZ

mit der Richtantenne 42° möglich war, dagegen nicht in der Empfangsrichtung London, muß es sich eindeutig um rückgestreute Strahlung handeln. Entsprechend der zeitlichen Breite des Rückstreupaketes in Bild 7 a ist in Bild 4 d um 16.00 h MEZ der von 1600 bis 2600 km reichende Rückstreubereich eingezeichnet. Die Ausleuchtung des auf dem Großkreis Eschborn—Osaka festgestellten Rückstreubereiches erfolgt über das bei 19 560 kHz noch ausreichend breite Horizontaldiagramm der Londoner Sendeantenne.

In Bild 7 a und b fällt das Minimum innerhalb des Impulspaketes auf, das in einem zeitlichen Abstand von 2,93 msec vom Beginn des Impulspaketes liegt. Diese Zeitdifferenz entspricht einer Entfernung von 440 km, so daß das Minimum in Bild 4 d bei etwa 2000 km liegt. Auf dem Großkreis Eschborn—Osaka entspricht diese Entfernung einem Erhebungswinkel von etwa 17°. Da dieser Winkel mit dem ersten Nullwinkel im Vertikaldiagramm der Empfangsantenne zusammenfällt, wird die Entstehung des Minimums auf den Einfluß des Empfangsantennendiagramms zurückgeführt.

Um 11.00 h MEZ betrug die tote Zone etwa 1100 km und die Rückstreufläche reichte ebenfalls bis etwa 2600 km, siehe Bild 4 d.

Für die Feldstärkebetrachtung wurde nur die zweite Hälfte des Impulspaketes nach dem Minimum herangezogen, deren Einfallswinkel innerhalb der Hauptkeule des Antennendiagramms liegen. In Bild 4 e ist die maximale Feldstärke dieses Teilpaketes für die Zeiten 11.00 h und 16.00 h MEZ aufgetragen. Die Feldstärke liegt um 16.00 h MEZ um 8 db höher als um 11.00 h MEZ. Diese Rückstreufeldstärke ist um 25 bis 32 db kleiner als die Empfangsfeldstärke des Senders Osaka. Ebenso wie

in Bild 4 c ist das Vormittagsmaximum der Dämpfung nur sehr schwach ausgeprägt und die Änderung im Laufe des Tages gering, so daß auch die Nachmittagsfeldstärken hoch liegen. Die tote Zone von 1100 km um 11.00 h MEZ dürfte etwa einem achtfachen Sprung entsprechen. Da die minimale Sprungzahl gleich 3 ist, müßten also sechs Impulse zu beobachten sein, was auch nach Bild 4 b der Fall ist. Diese Betrachtung läßt sich um 16.00 h MEZ nicht mehr anwenden, da die Sprungentfernungen auf der Sonnenuntergangsseite in Osaka größer sind als auf der uns zugewandten Seite des Übertragungsweges. Die hier gemessene Sprungentfernung von 1600 km würde einem Sechsfachsprung, gleich vier Impulsen, entsprechen, während tatsächlich um 15.30 h MEZ nur zwei Impulse und um 16.30 h MEZ nur noch ein Impuls beobachtet wurden. Für die Wege höherer Ordnung sind die Grenzfrequenzen auf der Sonnenuntergangsseite nicht mehr ausreichend hoch.

Zusammenfassung

A. Bei Impulssendungen auf der Strecke Osaka—London wurden auf der Überseefunkempfangsstelle Eschborn die folgenden Ergebnisse erzielt:

1. Die beobachteten Impulswege scheinen überwiegend F 2-Übertragungen zu entsprechen.

2. Der tageszeitliche Gang folgt der F 2-MUF, wobei in den Nachmittagsstunden die Zahl der Wege größer ist, als die nach der *Smith*schen Theorie berechneten MUF-Kurven erwarten lassen.

3. Die maximale Feldstärke innerhalb der Impulsgruppe wurde abwechselnd bei dem 1., 2. oder 3. Impuls gefunden. Im Tagesgang kam der sehr unterschiedliche Dämpfungsverlauf zum Ausdruck.

4. Ein Überwiegen der Feldstärke zahlreicher Rückwärtswege wurde zu bestimmten Zeiten in den Morgenstunden festgestellt.

B 1. Bei Impulssendungen London—Osaka wurde zu verschiedenen Zeiten die rückgestreute Strahlung beobachtet, die etwa um 30 db unter der Empfangsfeldstärke des Senders Osaka lag.

2. Die Amplitudenverteilung innerhalb des Rückstreupaketes läßt den Einfluß der ersten Nullstelle im Vertikaldiagramm der Empfangsantenne erkennen.

Herrn Dr. *S. Namba,* Direktor der Kokusai Denshin Denwa Co. Tokio, möchten wir für sein Entgegenkommen besonders herzlich danken.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 11, NOVEMBER 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Die elektrischen Eigenschaften des speichernden Schalttransistors

Von **W. v. Münch**, Darmstadt

Mit 11 Bildern

DK 621.314.7

In einer vorangegangenen Arbeit wurde ein Bauelement mit thyratronähnlicher Eingangscharakteristik angegeben, das mit Vorteil als speichernder Schalter eingesetzt werden kann . [1]. Der beschriebene Schalttransistor besitzt gegenüber anderen Halbleiterbauelementen schaltungstechnische Vorteile, insbesondere denjenigen einer hohen Schaltgeschwindigkeit, während seine Herstellung verhältnismäßig geringen Aufwand erfordert. Im folgenden sollen die elektrischen Eigenschaften dieses neuen Bauelementes berechnet und diskutiert werden.

1. Das Kennlinienfeld

a) Der Sperrbereich

Für die Wirkung des Schalttransistors ist, wie in [1] erläutert, ein zusätzlicher Kontakt kleiner räumlicher Ausdehnung notwendig, der dadurch realisiert werden kann, daß man während des Legierungsprozesses eine Wolframspitze in den Kollektor einsenkt. Von dieser Spitze geht im Ruhezustand ein geringer Strom aus, der etwa das 10- bis 100fache des normalen Kollektorreststromes eines Flächentransistors beträgt. Bild 1 a gibt schematisch den Aufbau des Schalttransistors, Bild 1 b sein Ersatzschaltbild wieder. Die beiden pn-Übergänge Emitter-Basis und Kollektor-Basis des Schalttransistors sind im Ersatzschaltbild durch die Dioden D_e und D_c dargestellt. Der von der Wolframspitze ausgehende zusätzliche Strom wird durch den Widerstand R_c^* wiedergegeben, während R_b dem Widerstand des Halbleiter-Basismaterials zwischen Emitter und Basisanschluß entspricht. Für die Durchlaßeigenschaften des Schalttransistors ist unter Umständen noch der im allgemeinen geringe Ohmsche Widerstand R_e der Emitterzone zu berücksichtigen.

Wir betrachten zunächst den Sperrzustand, d. h. es soll am Kollektor die (positive) Spannung U_{cb} angelegt sein, während der Emitterkreis offen bleibt. Die Potentialverhältnisse innerhalb der Basis werden dann durch den von der Wolframspitze zum Basisanschluß fließenden Strom bestimmt. Das zwischen Wolframspitze und Emitter liegende Stromgebiet, dem im Ersatzschaltbild der Widerstand R_c^* zugeordnet ist, kann approximiert werden durch einen zylindrischen Teil von der Höhe h und dem Radius r_0 innerhalb der in der Basis liegenden Randschicht des Kollektors *) und ein kugelsymmetrisches Ausbreitungsgebiet zwischen der Randschicht und dem Emitter (s. Bild 1 a). Die Widerstände dieser beiden Teilgebiete sind (ϱ = spezifischer Widerstand des Basismaterials in Ωcm):

$$R_{c1} = \varrho \frac{h}{\pi r_0^2} \text{ für das zylindrische Gebiet,} \tag{1}$$

$$R_{c2} = \frac{\varrho}{2\pi}\left(\frac{1}{r_0} - \frac{1}{r_1}\right) \text{ für das halbkugelförmige Gebiet,} \tag{2}$$

das nach Bild 1 a einen inneren Radius r_0 besitzt, während der äußere Radius r_1 der Halbkugelschale durch

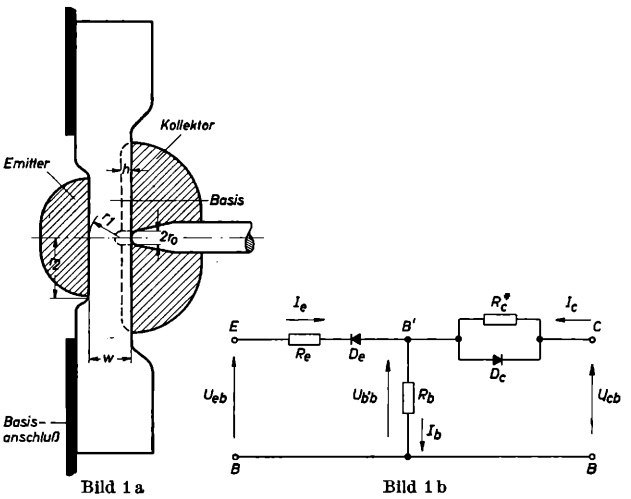


Bild 1 a Bild 1 b

Bild 1 a. Aufbau des Schalttransistors (schematisch)
Bild 1 b. Ersatzschaltbild des Schalttransistors

den Abstand des Emitters gegeben ist. Da im allgemeinen $r_0 \ll r_1$ ist, kann man rechnen mit

$$R_{c2} \approx \frac{\varrho}{2\pi r_0}. \tag{2a}$$

Die Dicke h der Kollektorrandschicht ist von dem verwendeten Basismaterial und von der angelegten Sperrspannung U (in Volt) abhängig. Für den legierten pn-Übergang gilt folgende Beziehung ([2, 3]):

$$h = h(U) = \sqrt{2\,\varepsilon\,\varrho\,\mu_p\,U} \tag{3}$$

mit

$\varepsilon = 1{,}4 \cdot 10^{-12}$ Asec/Vcm (für Germanium),

$\mu_p = 1{,}8 \cdot 10^3$ cm²/Vsec (Beweglichkeit der Löcher in Germanium).

Fassen wir nunmehr — mit der Näherung (2 a) — die beiden Widerstände R_{c1} und R_{c2} zusammen, so ergibt sich für den Kollektorsperrwiderstand *):

$$R_c = R_{c1} + R_{c2} = \frac{\varrho}{2\pi r_0}\left[1 + \frac{2\sqrt{2\,\varepsilon\,\varrho\,\mu_p\sqrt{U_{cb'}}}}{r_0}\right]. \tag{4}$$

Als Sperrspannung ist darin die Potentialdifferenz $U_{cb'}$ zwischen dem Kollektor und einem im Innern der Basis vor dem Emitter gelegenen Punkt (entsprechend dem Punkt B' im Ersatzschaltbild) eingesetzt. Der Kollektorsperrwiderstand R_c enthält demnach einen konstanten Anteil und einen, der mit der Wurzel aus der angelegten Spannung ansteigt. Diese Nichtlinearität ist durchaus erwünscht, da so auch bei höheren Kollektorspannungen der Ruhestrom verhältnismäßig gering gehalten werden kann. Wie aus Gl. (4) ersichtlich, fällt der spannungsabhängige Anteil um so mehr ins Gewicht, je höher der spezifische Widerstand ϱ des verwendeten Halbleitermaterials ist.

*) Die Randschicht eines gesperrten pn-Überganges wird durch eine Raumladungszone gebildet, die weitgehend von beweglichen Ladungsträgern entblößt und daher hochohmig ist. Über die Theorie der Randschicht siehe z. B. [2].

*) Das Symbol R_c soll für den Kollektorwiderstand im Sperrzustand des Transistors (d. h. $I_e = 0$) verwendet werden, während im Flußzustand ein geringerer Widerstand R_c^* auftritt [siehe Gl. (7)].

Der von der Wolframspitze zum Basisanschluß fließende Strom erzeugt nicht nur ein Feld zwischen Emitter und Kollektor, sondern es tritt auch ein radialer Potentialabfall innerhalb der Basis auf. Der offene Emitter nimmt dabei stets das höchstmögliche Potential an, d. h. dasjenige, welches auf der Symmetrieachse direkt vor der Emitterfläche herrscht; der außerhalb des Zentrums liegende Teil der Emitterfläche befindet sich im Sperrzustand. Um dem Spannungsabfall zwischen der Symmetrieachse und dem Basisanschluß Rechnung zu tragen, ist es notwendig, im Ersatzschaltbild einen Basiswiderstand R_b einzuführen, der wie folgt approximiert werden kann:

$$R_b = \frac{\varrho}{2\,\pi\,(w-h)} \ln \frac{r_2}{0{,}5\,(w-h)} \tag{5}$$

(ϱ = spezifischer Widerstand des Halbleiter-Basismaterials; r_2, w und h siehe Bild 1 a). Es wurde dabei eine über den ganzen Querschnitt konstante Dicke der Kollektorrandschicht angenommen und außerdem die verhältnismäßig geringe Randschicht des Emitters vernachlässigt. Wie aus den Gln. (3) und (5) ersichtlich, ist auch R_b von der Kollektorspannung abhängig, und zwar derart, daß R_b mit zunehmender Kollektorspannung ansteigt. Diese Abhängigkeit ist jedoch vernachlässigbar, solange $w \gg h$ bleibt, d. h. bei Schalttransistoren mit großer Basisdicke bzw. geringem spezifischem Widerstand des Basismaterials. Bild 2 zeigt als Beispiel die Spannungsabhängigkeit von R_c und R_b für zwei Schalttransistoren. Der Schalttransistor mit einem Basismaterial von 15 Ωcm besitzt einen nahezu spannungsunabhängigen Basiswiderstand R_b, während der aus hochohmigerem Material (35 Ωcm) hergestellte Transistor die oben angegebene Spannungsabhängigkeit von R_b zeigt.

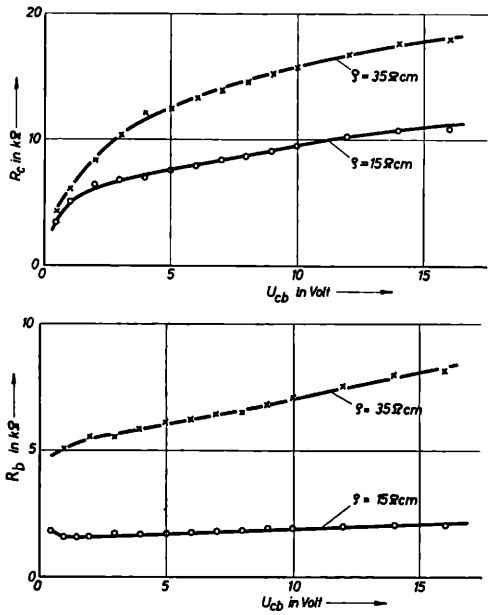


Bild 2. Abhängigkeit des Kollektorsperrwiderstandes R_c (oben) und des Basiswiderstandes R_b (unten) von der Kollektorspannung U_{cb} für zwei verschiedene Schalttransistoren (spez. Widerstand des Basismaterials 15 Ωcm und 35 Ωcm)

b) Der aktive Bereich

Durch den von R_b und R_c gebildeten Spannungsteiler wird die Scheitelspannung

$$U_{eb}^{(0)} = \frac{R_b}{R_c + R_b}\, U_{cb} \tag{6}$$

des Schalttransistors festgelegt. Solange $U_{eb} > U_{eb}^{(0)}$ ist, bleibt die Emitterdiode D_e gesperrt (s. Bild 1 b); der Schalttransistor befindet sich im Sperrzustand. Für $U_{eb} \leqq U_{eb}^{(0)}$ wird D_e geöffnet, d. h. der Schalttransistor geht in den aktiven Zustand über. Das Emitterpotential U_{eb} stimmt dann mit $U_{b'b}$ überein, wenn man den geringen Spannungsabfall am Restwiderstand R_e vernachlässigt.

Wie schon früher erläutert [1], beruht die Wirkung des Schalttransistors im aktiven Bereich vor allem darauf, daß der Widerstand des Halbleitermaterials vor der Wolframspitze abgebaut wird, wenn vom Emitter zusätzliche Ladungsträger in die Basiszone injiziert werden. Es ist dann nicht mehr mit einem konstanten Kollektorwiderstand R_c zu rechnen, sondern mit einer von Strom und Spannung abhängigen Größe R_c^*. Die einfachste Annahme, die man an dieser Stelle machen kann, ist folgende: Die Dichte der Zusatzladungsträger wird proportional zum Emitterstrom I_e und umgekehrt proportional zur Spannungsdifferenz $U_{eb} - U_{cb}$ zwischen Emitter und Kollektor angesetzt (oder: Emitterstrom proportional zum Produkt aus Ladungsträgerdichte und Spannungsdifferenz). Da die Leitfähigkeit des Halbleitermaterials entsprechend der Dichte der Zusatzladungsträger erhöht wird, muß der Kollektorleitwert $1/R_c$ wie folgt einen Zusatz erhalten:

$$\frac{1}{R_c^*} = \frac{1}{R_c} + \frac{\mu_p}{\mu_n} \frac{\alpha\gamma I_e}{U_{eb} - U_{cb}}. \tag{7}$$

Der Faktor μ_p/μ_n berücksichtigt die Tatsache, daß an der Leitfähigkeitserhöhung zwei verschiedene Ladungsträgerarten beteiligt sind. Vom Emitter aus werden Elektronen in die Basis injiziert und von der Wolframspitze strömen Löcher zur Erhaltung der Ladungsträgerneutralität nach. Das Verhältnis μ_p/μ_n der Beweglichkeiten von Löchern und Elektronen beträgt für Germanium etwa 0,5. Der Stromverstärkungsfaktor α gibt den Anteil der injizierten Elektronen an, der die Kollektorebene erreicht (ein Teil geht vorher durch Rekombination verloren). Schließlich muß man durch einen Faktor γ berücksichtigen, daß nur ein Teil der Ladungsträger in die unmittelbare Umgebung der Wolframspitze gelangt und damit zum Abbau von R_c beiträgt, während der Rest von der pn-Übergangsfläche des Kollektors aufgenommen wird.

Das Emitterpotential U_{eb}, welches im aktiven Zustand mit $U_{b'b}$ übereinstimmt, läßt sich aus dem Basisstrom I_b und dem Basiswiderstand R_b entnehmen. Der Basisstrom setzt sich zusammen aus einem Anteil, der von der Wolframspitze ausgeht:

$$I_{b1} = \frac{U_{cb}}{R_c^* + R_b} \tag{8a}$$

(s. Bild 1 b), sowie aus einem Bruchteil $(1-\alpha)\,I_e$ des Emitterstromes, der entweder von vornherein aus einem Strom von Majoritätsladungsträgern (Löchern) besteht, oder sich durch Rekombination in der Basis in einen solchen umsetzt.

Da dieser Strom von Majoritätsträgern noch eine Stromverzweigung über R_c^* und R_b erfährt, bleibt als zweiter Basisstromanteil:

$$I_{b2} = (1-\alpha)\,I_e \cdot \frac{R_c^*}{R_c^* + R_b}. \tag{8b}$$

Aus den Gln. (7) und (8) läßt sich die Eingangskennlinie des Schalttransistors im Flußzustand wie folgt berechnen:

$$U_{eb} = \frac{R_b}{R_c + R_b}\, U_{cb} + \frac{R_b R_c}{R_c + R_b}\left(1 - \alpha - \alpha\gamma\,\frac{\mu_p}{\mu_n}\right) I_e. \tag{9}$$

Für $I_e = 0$ erhält man die bereits in Gl. (6) angegebene Scheitelspannung $U_{eb}^{(0)}$ der Eingangskennlinie. Der zweite Term von Gl. (9) gibt die Stromabhängigkeit wieder. Solange die in der Klammer stehenden Größen konstant sind, ergibt sich eine konstante negative Steigung der Kennlinie (aktiver Bereich). Der Übergang in den Sättigungsbereich, d. h. in den Kennlinienteil mit geringer positiver Steigung, erfolgt dann, wenn die Spannungsdifferenz zwischen Emitter und Kollektor weitgehend abgebaut ist.

c) Der Durchlaßbereich

Ein wesentliches Merkmal für den Schaltzustand ist der Eingriff des von der Wolframspitze ausgehenden elektrischen Feldes. Infolge des bereits erwähnten radialen Potentialabfalles in der Basis erhält das Zentrum des Emitters die höchste positive Vorspannung, d. h. der überwiegende Anteil des Emitterstromes geht von hier aus. Der Ladungsträgertransport in der Basis erfolgt teilweise unter der Einwirkung des elektrischen Feldes, teilweise durch Diffusion. Während das Feld die Bewegung der Ladungsträger zur Wolframspitze fördert, bewirkt die Diffusion ein Auseinanderfließen der Ladungsträger. Außerdem besteht ein Unterschied in der Transportgeschwindigkeit derart, daß die Bewegung der Ladungsträger unter Feldeinwirkung wesentlich schneller als durch Diffusion erfolgt. Solange also ein hinreichendes Feld in der Basis herrscht, kann man mit sehr geringer Rekombination rechnen ($\alpha \approx 1$) und auch $\gamma \approx 1$ setzen, da praktisch alle injizierten Ladungsträger zur Spitze gelangen. Dagegen müssen sich für den Grenzfall verschwindenden Feldes elektrische Eigenschaften ergeben, die denen eines normalen Flächentransistors entsprechen. Der Stromverstärkungsfaktor α wird kleiner als Eins (z. B. $\alpha = 0{,}9$) und der Faktor γ nimmt auf Null ab, da dann der überwiegende Anteil des Stromes vom pn-Übergang des Kollektors aufgenommen wird, dessen Fläche ein Vielfaches des Spitzenquerschnittes beträgt.

Die genaue Analyse des Überganges zwischen dem aktiven Bereich der Kennlinie und dem Durchlaßbereich mit positiver Kennlinienneigung ist infolge der Überlagerung von Diffusions- und Feldwirkung in der Basiszone außerordentlich kompliziert. Man gelangt zu einer genäherten Lösung, wenn man sich auf das Stromgebiet in der Umgebung der Symmetrieachse beschränkt [3]. Dieses Gebiet kann eingeteilt werden in eine Zone, in welcher die Diffusion vorherrscht (Emitternähe), und eine, in der die Feldwirkung überwiegt (Umgebung der Spitze). Bild 3 gibt eine Übersicht über den erwarteten Eingriff des Feldes in die Basis in Abhängigkeit von der Spannungsdifferenz zwischen Emitter und Kollektor. Ein Feldeingriff von 100 % bedeutet, daß auf der gesamten Strecke zwischen Emitter und Kollektor der Feldstrom überwiegt. Der Feldeingriff hängt bei einer vorgegebenen Spannungsdifferenz noch von der Geometrie der Anordnung, insbesondere von dem Verhältnis der Basisdicke w zum Radius r_0 des Spitzenkontaktes ab. Es ist verständlich, daß der relative Feldeingriff um so höher wird, je geringer man die Dicke der Basis im Verhältnis zur Ausdehnung des Spitzenkontaktes macht. Nimmt man beispielsweise $w/r_0 = 10$ an, so folgt aus Bild 3, daß bei einer Spannungsdifferenz von $U_{cb} - U_{ce} = 10$ V noch ein nahezu 100 %iger Eingriff des Feldes herrscht, während der Eingriff bei $U_{cb} - U_{ce} = 1$ V bereits auf rund 75 % abgesunken ist. Wie theoretische und experimentelle Untersuchungen zeigen [3], ist ein Feldeingriff von etwa 75 % notwendig, um den aktiven Zustand des Schalttransistors aufrechtzuerhalten. Bei weiter abnehmendem Eingriff erhält man schließlich den Übergang zum Sättigungsbereich, in welchem die Kennlinie schwach positive Neigung zeigt.

Bild 4 zeigt die Eingangskennlinien eines Schalttransistors bei festgehaltener Kollektorspannung $U_{cb} = 10$ V für verschiedene äußere Basiswiderstände R_{ba}. Der Sperrbereich ist, s. Bild 4, mit stark gedehntem Strommaßstab herausgezeichnet. Infolge der Verwendung hochohmigen Basismaterials ergibt sich — verglichen mit normalen Flächentransistoren — ein relativ hoher Sperrstrom (15 bis 20 µA). Der differentielle Sperrwiderstand beträgt jedoch in dem gezeigten Beispiel 1,5 MΩ. Der aktive Bereich ist gekennzeichnet durch negative Kennlinienneigung im Betrage von 3 bis 5 kΩ. Die Verlängerungen der Kennlinien im aktiven Bereich schneiden sich annähernd in einem Punkt, der durch $U_{eb} = 0$, $I_e = \frac{\mu_n}{\mu_p} \frac{U_{cb}}{R_c}$ gegeben ist. (Ein exakter Schnittpunkt kann wegen der Spannungsabhängigkeit von R_b und R_c nicht auftreten.) Mit wachsendem Basiswiderstand nähert sich die Scheitelspannung $U_{eb}^{(0)}$ der Kennlinie (Übergang vom Sperrbereich in den aktiven Bereich) dem Kollektorpotential, während der Betrag der negativen Kennlinienneigung zunimmt. Im Durchlaß- (Sättigungs-) bereich wird die Restspannung zwischen Emitter und Kollektor bis auf rund 1 Volt abgebaut. Der restliche differentielle Eingangswiderstand, der überwiegend durch die begrenzte Leitfähigkeit der Emitterzone hervorgerufen wird, ist im allgemeinen geringer

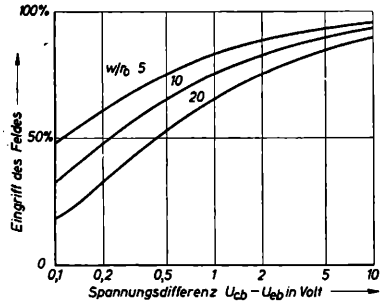


Bild 3. Eingriff des Feldes in die Basis in Abhängigkeit von der Spannungsdifferenz $U_{cb} - U_{eb}$ zwischen Emitter und Kollektor

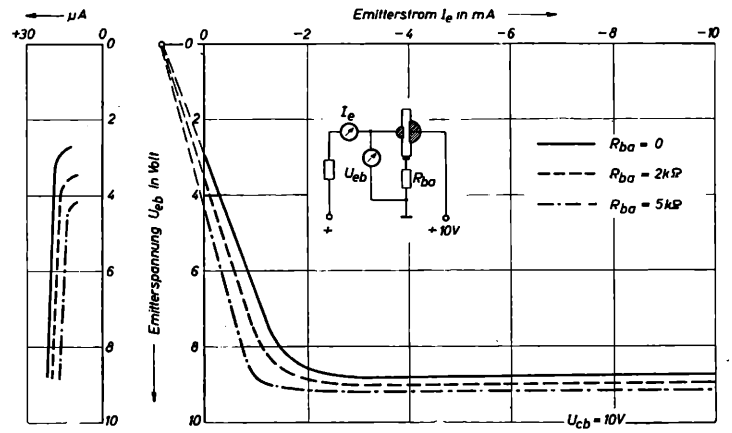


Bild 4. Eingangskennlinien eines Schalttransistors für $U_{cb} = 10$ V bei verschiedenen äußeren Basiswiderständen R_{ba}

als 10 Ω. Im Ersatzschaltbild (Bild 1 b) wird diesem Restwiderstand durch Einführung des Widerstandes R_e Rechnung getragen. Sowohl die zwischen Emitter und Kollektor verbleibende Restspannung (s. Bild 4) als auch der differentielle Eingangswiderstand sind in geringem Maße von der Größe des Basiswiderstandes R_{ba} abhängig; beide nehmen mit steigendem Basiswiderstand ab.

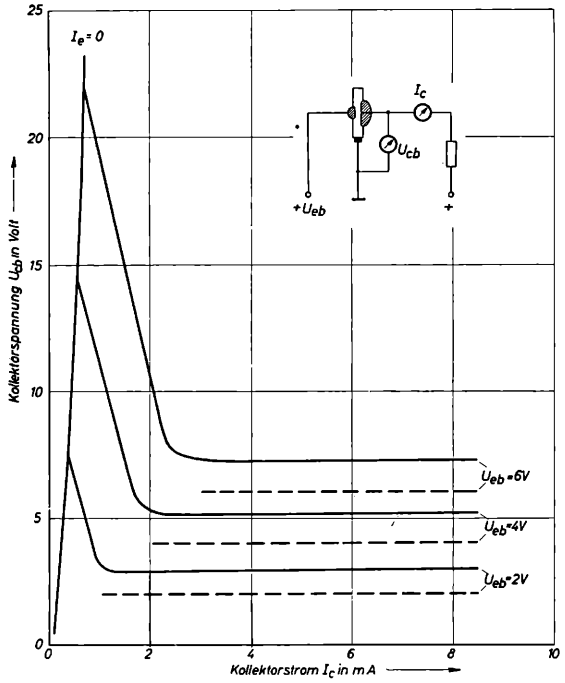


Bild 5. Kollektorkennlinien für U_{eb} = 2 V, 4 V, 6 V

Das Kollektorkennlinienfeld (Bild 5) zeigt einen ähnlichen Verlauf. Bei offenem Emitter ($I_e = 0$) resultiert die leicht gekrümmte Kollektorsperrkennlinie, die sich mit Hilfe der Gln. (4) und (5) berechnen läßt. Der differentielle Kollektorsperrwiderstand, der vom Arbeitspunkt abhängig ist, kann Werte von mehr als 50 kΩ erreichen. Wird am Emitter eine Spannung U_{eb} angelegt, so tritt auf der Kollektorseite bei der Spannung $U_{eb} \cdot (R_c + R_b) / R_b$ ein Knick der Kennlinien auf. Anschließend an den Kennlinienbereich mit negativer Steigung folgt wiederum der Durchlaßbereich mit sehr geringem differentiellen Widerstand. Es ist auch aus dem Kollektorkennlinienfeld zu entnehmen, daß die Spannungsdifferenz zwischen Kollektor und Emitter bis auf rund 1 Volt abgebaut wird.

2. Die Schalt- und Übertragungseigenschaften

a) Die Anwendung als speichernder Schalter

Das vorstehend in seiner Wirkungsweise beschriebene Halbleiterbauelement kann als speichernder elektronischer Schalter eingesetzt werden, wenn man eine Arbeitsgerade A so in das Kennlinienfeld hineinlegt, daß zwei stabile Arbeitspunkte A_s und A_d im Sperrbereich und im Durchlaßbereich der Kennlinie auftreten (s. Bild 6). Der Einschaltvorgang (Verlagerung des Arbeitspunktes von A_s nach A_d) wird durch einen kurzzeitigen negativen Impuls am Emitter oder durch einen positiven Impuls an der Basis eingeleitet. Der Schalttransistor geht dann in den Flußzustand über und verbleibt darin, bis durch einen Impuls umgekehrter Polarität der Arbeitspunkt wieder in den Sperrbereich der Kennlinie verlagert wird. Schaltungstechnisch sind die elektrischen Eigenschaften im Sperr- und im Durchlaßbereich von Interesse.

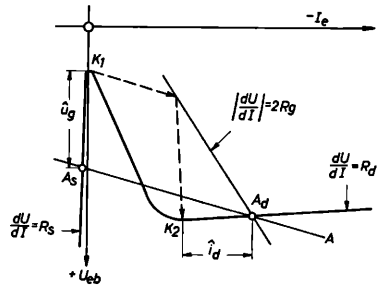


Bild 6. Eingangskennlinie (schematisch) mit Arbeitsgerade A und zwei stabilen Arbeitspunkten A_s und A_d im Sperr- und im Durchlaßbereich

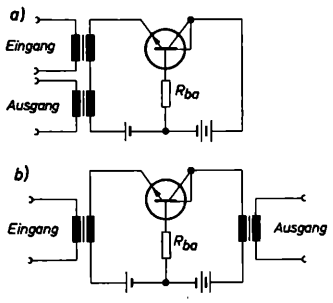


Bild 7. Zur Übertragung von Wechselstromsignalen

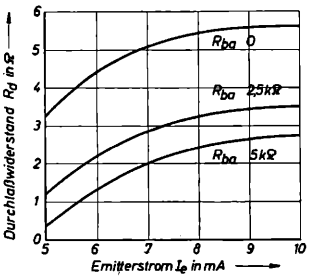


Bild 8. Differentieller Durchlaßwiderstand R_d in Abhängigkeit vom Emitterstrom I_e für verschiedene äußere Basiswiderstände R_{ba} (Beispiel)

Gleichstrommäßig bedeutet der Übergang vom Sperr- in den Durchlaßzustand auf der Emitterseite — wie aus Bild 4 ersichtlich — eine Stromänderung (mit Vorzeichenwechsel) von etwa 20 μA auf mehrere mA. Im Kollektorkreis kann dagegen der Ruhestrom bereits einige 100 μA betragen; es tritt kein Vorzeichenwechsel des Stromes beim Schaltvorgang auf. Wesentlich günstiger sind die Schalteigenschaften gegenüber Wechselstromsignalen, da hier die differentiellen Widerstände zu betrachten sind. Zweckmäßig ist die transformatorische Ein- und Auskopplung des Signals (Bild 7), da so die Gleichstromversorgung des Transistors sichergestellt werden kann, ohne daß eine Signaldämpfung über die Stromzuführungen eintritt.

Bei einer Übertragungseinrichtung nach Bild 7 a kann man die Schalteigenschaften aus der Eingangskennlinie des Schalttransistors entnehmen. Wie Laborversuche gezeigt haben, lassen sich differentielle Sperrwiderstände von 1 MΩ ohne weiteres erreichen. Die differentiellen Durchlaßwiderstände liegen in einem Bereich von 2 Ω bis 10 Ω. Das Schaltverhältnis S, das sich als Quotient aus dem Sperrwiderstand R_s und dem Durchlaßwiderstand R_d ergibt, ist demnach mit $1 \cdot 10^5$ bis $5 \cdot 10^5$ anzugeben. Es ist zu erwarten, daß im Laufe weiterer Entwicklung der Durchlaßwiderstand noch wesentlich unter 2 Ω herabgesetzt werden kann, so daß ein Schaltverhältnis von mehr als $1 \cdot 10^6$ erzielt wird. Die möglichst weitgehende Verminderung des Flußwiderstandes ist insbesondere bei Verwendung von Signalquellen niedriger Impedanz wünschenswert. Die Summe der in Flußrichtung und Sperrichtung auftretenden Verlustleistung nimmt nämlich bei vorgegebenem Schaltverhältnis einen Minimalwert an, wenn

$$R = \frac{1}{2}\sqrt{R_d \cdot R_s}$$

ist, d. h. wenn der Innenwiderstand R_g des Generators (und des ihm angepaßten Verbrauchers) gleich dem halben geometrischen Mittel aus dem Durchlaßwiderstand R_d und dem Sperrwiderstand R_s des Schalters ist. Um zu wesentlich höheren Sperrwiderständen zu kommen, ist der Übergang zu Schaltern auf Siliziumbasis notwendig.

Wie bereits bei der Diskussion des Kennlinienfeldes erwähnt, wird der Durchlaßwiderstand durch einen zugefügten äußeren Basiswiderstand R_{ba} beeinflußt. Außerdem ist der Durchlaßwiderstand in der Nähe des aktiven Bereiches noch vom Arbeitspunkt abhängig, da der Übergang von negativer zu positiver Steigung der Kennlinie stetig erfolgt. In Bild 8 ist ein Beispiel für die Stromabhängigkeit des differentiellen Durchlaßwiderstandes R_d bei verschiedenen äußeren Basiswiderständen angegeben. R_d nähert sich mit steigendem Emitterstrom einem oberen Grenzwert. Die Stromabhängigkeit des Durchlaßwiderstandes ist besonders dann zu berücksichtigen, wenn Wechselstromsignale von Quellen sehr niedriger Impedanz verzerrungsfrei übertragen werden sollen. Signale geringer Amplitude können in der Nähe des unteren Kennlinienknicks (Punkt K_2 im Bild 6) praktisch ungedämpft oder sogar entdämpft übertragen werden, wenn man in dem schwach negativen Teil der Charakteristik arbeitet.

b) Die Übertragungseigenschaften

Die Übertragungseigenschaften des Schalttransistors hängen nicht nur von R_s und R_d, sondern noch von weiteren Parametern ab. Die Wirkung einer Übertragungseinrichtung nach Bild 7 b kann daher nicht ausschließlich durch das oben definierte Schaltverhältnis R_s/R_d beschrieben werden. In Sperrichtung erreicht man infolge der zwischen R_b und R_c auftretenden Stromverzweigung eine höhere Dämpfung als in der Anordnung nach Bild 7 a; die Eingangsimpedanz ist jedoch auf der Kollektorseite um ein bis zwei Größenordnungen kleiner als auf der Emitterseite. Auch in Durchlaßrichtung ist eine merkliche Asymmetrie der Übertragungseigenschaften festzustellen. Wie aus Bild 9 hervorgeht, erhält man bei geeigneter Anpassung in der Richtung Emitter—Kollektor eine vollkommen dämpfungsfreie Übertragung, während in umgekehrter Richtung stets eine gewisse Dämpfung eintritt. Dies ist auf den Restanteil des Kollektorwiderstandes R_c^* (s. Bild 1 b) zurückzuführen. Es ist ein wesentliches Entwicklungsziel, speichernde Schalttransistoren herzustellen, deren Kollektorwiderstände im Flußzustand durch Ladungsträgerinjektion möglichst weitgehend abgebaut werden. Die Dämpfung beim Betrieb in Richtung Kollektor—Emitter nimmt mit steigendem Emittergleichstrom merklich ab.

Aus dem Verlauf der Eingangskennlinie (schematisch in Bild 6 dargestellt) kann die von einem Generator mit dem Innenwiderstand R_g über den Schalttransistor an einen angepaßten Verbraucher übertragbare Signalleistung entnommen werden. Während der Sperrwiderstand R_s unabhängig von äußeren Schaltelementen ist, setzt sich der Widerstand R_d des Flußbereiches annähernd additiv aus dem Durchlaßwiderstand des Schalttransistors und dem Gleichstromwiderstand der im Kollektorkreis liegenden Übertragerwicklung zusammen. Die Neigung der statischen Arbeitsgeraden A, welche die beiden Arbeitspunkte A_s und A_d festlegt, ist bedingt durch den Gleichstromwiderstand des Eingangsübertragers, den Innenwiderstand der Gleichstromquelle

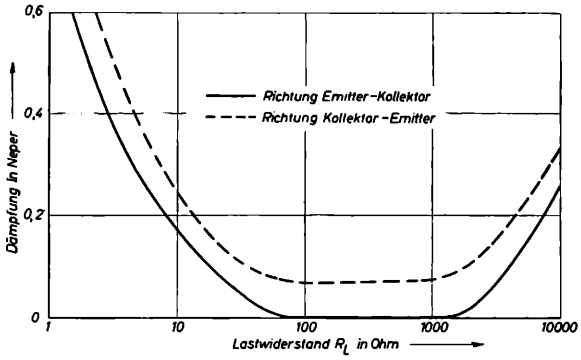


Bild 9. Dämpfung einer Übertragungseinrichtung nach Bild 7 b in Abhängigkeit vom Lastwiderstand R_L (Frequenz 1 kHz)

und eventuell durch weitere strombegrenzende Widerstände im Emitterkreis. Es können nur solche Signale gesperrt werden, deren Scheitelspannung $\hat{u}_g$ die Spannungsdifferenz zwischen dem Arbeitspunkt A_s und dem Knickpunkt K_1 der Kennlinie nicht überschreitet. Eine ähnliche Überlegung gilt auch für den Flußzustand des Schalttransistors. Hier darf der Scheitelstrom $\hat{i}_d$ einen bestimmten Wert, der durch den Abstand von A_d bis zum Knickpunkt K_2 gegeben ist, nicht überschreiten. Man erhält $\hat{i}_d$ durch Projektion der Scheitelspannung $\hat{u}_g$ auf eine durch A_d mit der Neigung $2R_g$ gezeichnete Gerade (R_g = transformierte Impedanz der Signalquelle und des ihr angepaßten Verbrauchers).

3. Die Temperaturabhängigkeit

Wie bei anderen Halbleiterbauelementen, so muß auch beim Schalttransistor die Temperaturabhängigkeit der elektrischen Eigenschaften besonders beachtet werden. Man verwendet für speichernde Schalttransistoren zweckmäßig hochohmiges Basismaterial, um den Kollektorruhestrom klein zu halten und um die durch Ladungsträgerinjektion verursachte relative Leitfähigkeitsänderung möglichst groß zu machen. Bekanntlich nimmt bei extrem reinen Halbleitern (Eigenhalbleitern) die Konzentration beider Ladungsträgerarten (Elektronen und Löcher) und damit die Leitfähigkeit exponentiell mit der Temperatur zu. Eigenleitendes Germanium besitzt bei Zimmertemperatur einen spezifischen Widerstand von nur 60 Ωcm. Man ist daher genötigt, schwach dotiertes Material einzusetzen, das dem Eigenleitungszustand sehr nahe kommt. Die Leitfähigkeit wird dann zwar überwiegend von der temperaturunabhängigen Konzentration der Majoritätsladungsträger (Löcher im Falle von p-Material) bestimmt, jedoch liefert die exponentiell mit der Temperatur ansteigende Konzentration der Minderheitsladungsträger bereits einen nicht zu vernachlässigenden Beitrag [4].

Bild 10 zeigt die Temperaturabhängigkeit des Kollektorsperrwiderstandes R_c und des Basiswiderstandes R_b (oben und Mitte), sowie den Temperaturkoeffizienten $K = 1/R \cdot dR/dT$ (unten) dieser Widerstände für zwei Schalttransistoren unterschiedlichen Basismaterials (15 Ωcm und 35 Ωcm). Bei Temperaturen unterhalb der Zimmertemperatur ergibt sich ein geringer positiver Temperaturkoeffizient, der durch die Temperaturabhängigkeit der Beweglichkeit der Majoritätsladungsträger hervorgerufen wird. Die exponentiell ansteigende Dichte der Minoritätsladungsträger verursacht dagegen bei höheren Temperaturen einen erheblichen negativen Temperaturkoeffizienten von R_b und R_c. Der Übergang

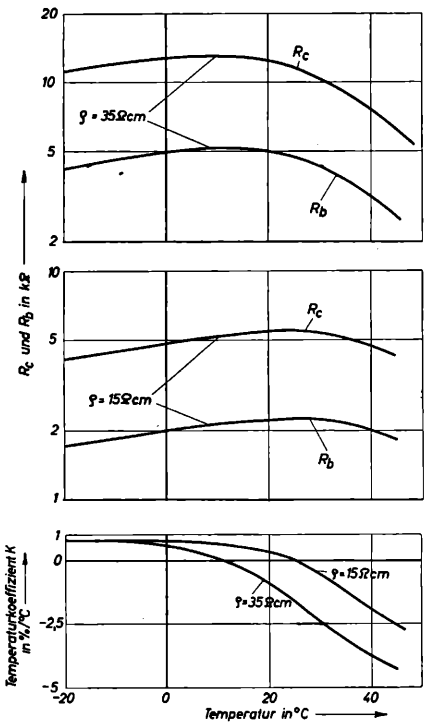


Bild 10. Temperaturabhängigkeit des Kollektorsperrwiderstandes R_c, des Basiswiderstandes R_b und des Temperaturkoeffizenten für Basismaterial von ϱ = 15 Ωcm und von ϱ = 35 Ωcm

von positiven zu negativen Temperaturkoeffizienten erfolgt bei um so niedrigeren Temperaturen, je höher der spezifische Widerstand des Basismaterials liegt. Beispielsweise besitzt — wie aus Bild 10 ersichtlich — ein Material von ϱ = 15 Ωcm bei 25° C noch einen positiven Temperaturkoeffizienten, während derjenige für ϱ = 35 Ωcm bereits negativ ist.

Schaltungstechnisch ist vor allem die Temperaturabhängigkeit des Knickpunktes $U_{eb}^{(0)}$ der Eingangskennlinie von Bedeutung. Eine wesentliche Verschiebung des Kennlinienknicks in Richtung auf das Kollektorpotential würde unter Umständen den selbständigen Übergang vom nichtleitenden in den leitenden Zustand bewirken. Da R_b und R_c für ein und denselben Schalttransistor annähernd den gleichen Temperaturverlauf besitzen (s. Bild 10), bleibt die nach Gl. (6) zu berechnende Knickspannung temperaturunabhängig, solange in den Kollektor- und Basiszuleitungen keine äußeren Widerstände vorhanden sind. Erst bei höheren Temperaturen, wenn die exponentiell ansteigenden Sättigungsströme der pn-Übergänge Emitter-Basis und Kollektor-Basis einen merklichen Beitrag zum Basisstrom liefern, tritt eine geringe Verschiebung des Knickpunktes in Richtung auf das Kollektorpotential auf.

Werden äußere temperaturunabhängige Widerstände R_{ba} und R_{ca} in Basis- und Kollektorkreis eingeführt, so ist an Stelle von Gl. (6) für die Knickspannung der Eingangskennlinie zu setzen:

$$U_{eb}^{(0)} = \frac{R_b + R_{ba}}{R_c + R_b + R_{ca} + R_{ba}} U_{cb}. \tag{10}$$

Der Temperaturkoeffizient der Knickspannung berechnet sich daraus wie folgt:

$$\frac{1}{U_{eb}^{(0)}} \frac{d}{dT} U_{eb}^{(0)} = K \left(\frac{1}{1 + \frac{R_{ba}}{R_b}} - \frac{1}{1 + \frac{R_{ca} + R_{ba}}{R_c + R_b}} \right), \tag{11}$$

wobei

$$K = \frac{1}{R_b} \frac{dR_b}{dT} = \frac{1}{R_c} \frac{dR_c}{dT}$$

der in Bild 10 unten eingezeichnete Temperaturkoeffizient des Basismaterials bzw. des inneren Basis- und Kollektorwiderstandes ist. Wie aus Gl. (11) ersichtlich, kann der Temperaturkoeffizient der Knickspannung das gleiche oder das entgegengesetzte Vorzeichen wie K erhalten. Er verschwindet, wenn man R_{ba} und R_{ca} so wählt, daß die Bedingung $R_{ca}/R_{ba} = R_c/R_b$ erfüllt wird.

Für die Praxis ist häufig noch der Grenzfall von Interesse, daß zwar die Bedingung $R_{ca} + R_{ba} \ll R_c + R_b$ eingehalten werden kann, daß aber ein äußerer Basiswiderstand R_{ba} eingeführt werden muß, der nicht klein gegen den inneren Basiswiderstand R_b gehalten werden kann. Der zusätzliche Basiswiderstand ist insbesondere dann nötig, wenn ein möglichst weitgehender Spannungsabbau zwischen Emitter und Kollektor (s. Bild 4) erreicht oder die Knickspannung mittels des Basiswiderstandes eingestellt werden soll; ferner wird ein Widerstand im Basiskreis benötigt, wenn die Umschaltsignale an der Basis eingespeist werden sollen. Für diesen Fall ergibt sich folgender Temperaturkoeffizient der Knickspannung:

$$\frac{1}{U_{eb}^{(0)}} \frac{d}{dT} U_{eb}^{(0)} = - K \frac{R_{ba}}{R_b + R_{ba}}. \tag{11a}$$

Soll die Knickspannung für Temperaturen stabilisiert werden, in denen K bereits negativ ist, so muß ein äußerer Basiswiderstand eingeführt werden, der ebenfalls einen negativen Temperaturkoeffizienten besitzt.

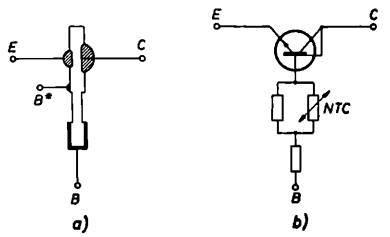


Bild 11 a. Schalttransistor mit erhöhtem innerem Basiswiderstand zur Temperaturstabilisation

Bild 11 b. Schaltung zur Temperaturstabilisation

Dies kann in der Weise geschehen, daß der innere Basiswiderstand durch geeignete Konstruktion des Schalttransistors künstlich erhöht wird, beispielsweise mittels einer „Fahnenbasis", die, falls nötig, noch stellenweise verjüngt wird (Bild 11 a). Der zusätzliche Basiswiderstand besitzt dann den gewünschten Temperaturkoeffizienten. Schaltimpulse sind zweckmäßig an der Hilfselektrode B^* einzuspeisen. Da die spezielle Herstellung eines solchen Transistors jedoch aufwendig ist, wird man im allgemeinen vorziehen, den negativen Temperaturkoeffizienten des Basiswiderstandes durch Verwendung eines NTC-Widerstandes einzustellen. Um eine möglichst weitgehende Übereinstimmung mit dem Temperaturkoeffizienten des Halbleitermaterials zu erreichen, ist eine geeignet gewählte Widerstandskombination nach Bild 11 b zweckmäßig.

Die Temperaturabhängigkeit der übrigen elektrischen Eigenschaften ist in der Praxis von minderer Bedeutung. Im Sperrbereich ist vor allem der — wie bei allen pn-Übergängen — exponentiell ansteigende Sättigungsstrom zu erwähnen. Für die Steigung R_n der Kennlinie im aktiven Bereich gilt nach Gl. (9) die Beziehung

$$|R_n| \sim \frac{R_b R_c}{R_c + R_b}. \tag{12}$$

Daraus folgt, daß $|R_n|$ den gleichen Temperaturkoeffizienten wie R_b und R_c besitzt (Bild 10 unten). Da mit zunehmendem Betrag der Steigung im aktiven Bereich die zwischen Emitter und Kollektor verbleibende Spannungsdifferenz etwas abnimmt (vgl. Bild 4), so besteht auch eine geringe Temperaturabhängigkeit dieser Restspannung. Der differentielle Eingangswiderstand des Durchlaßbereiches hängt von einer Reihe verschiedener Faktoren mit zum Teil entgegengesetzt gerichteten Temperaturkoeffizienten ab, wie z. B. Lebensdauer der Minoritätsladungsträger, Beweglichkeit beider Ladungsträgerarten, Eingriff des Feldes in die Basis. Es ist daher nicht möglich, allgemein gültige Aussagen über die Temperaturabhängigkeit in diesem Kennlinienbereich zu machen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *v. Münch, W.* und *H. Salow:* NTZ 11 (1958), S. 293.
[2] *Krömer, H.:* FTZ 7 (1954), S. 86.
[3] *v. Münch, W.:* Z. angew. Phys. 9 (1957), S. 621.
[4] *Krömer, H.:* FTZ 6 (1953), S. 438.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 11, NOVEMBER 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Einige Bemerkungen zur Schwundanalyse im m- und dm-Bereich

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt

Von **J. Großkopf**

Mit 10 Bildern

DK 621.396.812.3

Einleitung

In der vorliegenden Arbeit wird untersucht, in welcher Weise und in welchem Umfange zusätzliche Informationen über den Ausbreitungsvorgang von m- und dm-Wellen aus einer intensiveren Analyse der üblichen Feldstärkeregistrierungen gewonnen werden können. Bisher war dieser Informationsgewinn im allgemeinen recht gering. Man beschränkte sich auf eine mehr oder weniger qualitative Beurteilung des Schwundcharakters, unterschied langsamen und schnellen Schwund, Interferenz- und Absorptionsschwund und ermittelte die Maxima und Minima der Schwundkurve und daraus die Schwundtiefe. In einem fortgeschrittenen Stadium untersuchte man die statistische Verteilung der Feldstärkeamplituden innerhalb eines vorgegebenen Beobachtungszeitraumes, z. B. innerhalb einer Stunde. Man fand hierfür eine Reihe von Verteilungsfunktionen (Summenhäufigkeitskurven), die sich zum Teil physikalisch erklären und mathematisch formulieren ließen. Die wichtigsten sind die *Rayleigh*-Verteilung und die Normalverteilung. Aus den Summenhäufigkeitskurven wurden neue statistische Parameter abgeleitet, die eine erste zahlenmäßige Kennzeichnung des Schwundvorganges gestatteten. Es sind dies Begriffe wie der Medianwert, die Streuung, der arithmetische und quadratische Mittelwert der Feldstärke. Da eine manuelle Ermittlung dieser Werte mühsam und zeitraubend ist, wurden Häufigkeitszähler (totalizers) entwickelt, die diese Arbeit automatisch erledigten. Die Beobachtungsperioden, über die diese statistischen Mittelwerte ermittelt werden, betragen im allgemeinen ½ bzw. 1 Stunde. Der tägliche und jahreszeitliche Gang der Medianwerte wurde untersucht und, um Näheres über die wechselseitigen Beziehungen zwischen Ausbreitung und Ausbreitungsmedium — hier die Troposphäre — zu erfahren, mit entsprechenden meteorologischen Parametern korreliert.

Diese Versuche, Feldstärkemedianwerte und meteorologische Parameter zu vergleichen, führten bisher zu nur recht mageren Ergebnissen. Der Grund ist wahrscheinlich darin zu suchen, daß Medianwert und Streuung der Feldstärke nur eine recht grobe Kennzeichnung des Ausbreitungsvorganges darstellen. Sie sagen über seinen zeitlichen Ablauf und seine räumliche Variabilität noch gar nichts aus. Der zeitliche Ablauf ist ja durch den Registrierstreifen gegeben, und es handelt sich jetzt darum, geeignete statistische Parameter zu finden, die für diesen zeitlichen Ablauf kennzeichnend sind. Solche Parameter sind die räumlichen und zeitlichen Autokorrelationsfunktionen des Vorganges, die Korrelationskoeffizienten zwischen den Empfangsfeldstärken an benachbarten Orten, das Leistungsspektrum des Schwundverlaufes und eine Reihe anderer statistischer Parameter. Die unmittelbare Ermittlung dieser Parameter aus den Registrierstreifen durch Rechnung ist ebenfalls außerordentlich mühsam und noch zeitraubender als die Ermittlung der Medianwerte und der Streuung. Auch hier war die Entwicklung elektronischer bzw. mechanischer, automatisch arbeitender Rechengeräte notwendig. Diese Entwicklung ist im Gange und zum Teil auch schon abgeschlossen.

Es zeigt sich nun, daß eine Analyse der experimentell aufgenommenen Autokorrelations- und Korrelationsfunktionen sehr viel weitergehendere Informationen über den Ausbreitungsvorgang zu geben vermag, als es auf Grund der Analyse der Häufigkeitskurven allein möglich war. Verschiedene Ausbreitungsmoden, die sich gleichzeitig in einem Schwundstreifen manifestieren, können sauber voneinander getrennt, ihr zeitliches Auftreten und ihre Intensität getrennt ermittelt und damit Ausbreitungsgrößen erhalten werden, die vielleicht besser für einen Vergleich mit meteorologischen Parametern geeignet sind. Über diese auf dem Ausbreitungssektor vorläufig noch in viel zu geringem Maße eingesetzten neuen statistischen Parameter soll im folgenden berichtet werden. An einer Reihe von Meßergebnissen, die an Scatterstrecken im m-Bereich gewonnen wurden, wird die Anwendung dieser Parameter demonstriert. Vorher wird zur Gedächtnisauffrischung jedoch noch eine Zusammenstellung der wichtigsten statistischen Parameter, soweit sie aus reinen Summenhäufigkeitskurven zu erhalten sind, gegeben [1].

1. Häufigkeits- und Summenhäufigkeitsverteilungen

Als relative Häufigkeit $h(E)$ einer Feldstärke E bezeichnet man das Verhältnis der Zeit, in der E zwischen den Grenzen E und $E + \Delta E$ liegt, zur gesamten Beobachtungszeit. Daraus folgt, daß

$$\int_0^\infty h(E)\,\mathrm{d}E = 1, \tag{1}$$

falls 0 und ∞ die Grenzen des möglichen Wertebereiches für E darstellen (Bild 1).

$$W(E_0) = \int_{E_0}^\infty h(E)\,\mathrm{d}E \tag{2}$$

stellt offenbar die Wahrscheinlichkeit bzw. den Zeitanteil dafür dar, daß die Feldstärke E größer als E_0 ist ($E > E_0$). $W(E_0)$ ist die sogenannte Summenhäufigkeitsfunktion von E_0. Der arithmetische Mittelwert ist durch den Ausdruck (3) und der quadratische Mittelwert von E durch (4) definiert:

$$\overline{E} = \int_0^\infty E\,h(E)\,\mathrm{d}E = E_m, \tag{3}$$

$$\overline{E^2} = \int_0^\infty E^2\,h(E)\,\mathrm{d}E. \tag{4}$$

Die mittlere quadratische Abweichung vom Mittelwert

$$\sigma^2 = \int_0^\infty (E - \overline{E})^2\,h(E)\,\mathrm{d}E = \overline{E^2} - \overline{E}^2 \tag{5}$$

wird als Varianz bezeichnet. σ selbst ist die sogenannte Standardabweichung bzw. die Streuung. Schließlich ist

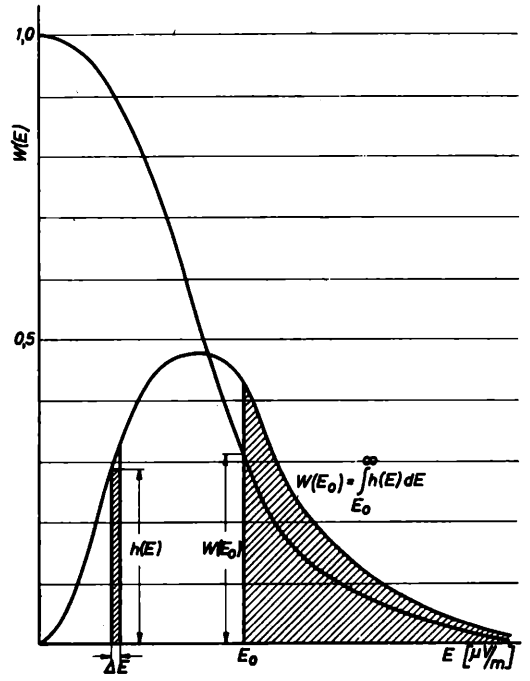


Bild 1. Die Häufigkeits- und Summenhäufigkeitsverteilung

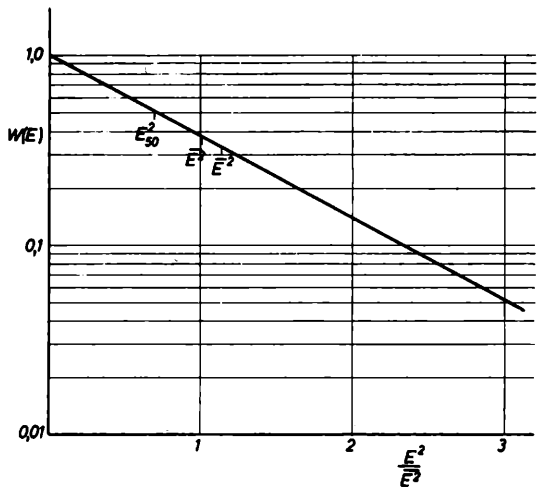


Bild 2. Die *Rayleigh*-Verteilung im *Rayleigh*netz

noch der Medianwert E_{50} zu definieren. Es ist derjenige Wert von E, für den

$$W(E_{50}) = \int_{E_{50}}^{\infty} h(E)\,\mathrm{d}E = 0{,}5 \qquad (6)$$

ist, der Wert also, der in 50 % der Zeit überschritten wird.

a) *Die Rayleigh-Verteilung*

Die *Rayleigh*-Verteilung ist diejenige Summenhäufigkeitsverteilung, die im m- und dm-Bereich bei nicht zu langen Beobachtungsperioden ($< 5 \div 20$ Minuten) am häufigsten angetroffen wird, und zwar besonders für Ausbreitungsstrecken, die über den Horizont hinausgehen. Sie resultiert aus dem interferierenden Zusammenwirken zahlreicher Wellen von etwa gleicher Amplitude, aber willkürlich variierender Phase, wenn die Gesamtenergie als konstant angesehen werden kann. Die Verteilung ist mathematisch gegeben durch

$$W(E) = \mathrm{e}^{-0{,}693\left(\frac{E}{E_{50}}\right)^2} = \mathrm{e}^{-\frac{E^2}{\overline{E^2}}}. \qquad (7)$$

Schon bei $4 \div 5$ miteinander interferierenden Wellen ist diese Verteilung praktisch erreicht. Der arithmetische Mittelwert ist $E = 1{,}063 \cdot E_{50}$ und die Streuung $\sigma^2 = E^2 - E^{\,2} = 0{,}311 \cdot E_{50}^2$ bzw. $\sigma = 0{,}557\,E_{50}$.

Logarithmiert man beide Seiten von (7), so erkennt man, daß in einem Koordinatensystem, dessen eine Achse nach dem Logarithmus von $W(E)$, deren andere nach E^2 geteilt ist, die *Rayleigh*-Verteilung als gerade Linie erscheint. Man benutzt diese Darstellung daher gern, um zu entscheiden, ob man es mit einer *Rayleigh*-Verteilung oder einer anderen Verteilung zu tun hat (Bild 2).

b) *Die normale und die log-normale Verteilung*

Wenn bei der Synthese des Empfangsfeldes neben der Interferenz auch die Absorption der Teilwellen eine Rolle spielt, wenn am Empfangsort also nicht mehr mit einer konstanten mittleren Empfangsenergie gerechnet werden kann, dann beobachtet man an Stelle der *Rayleigh*-Verteilung häufig eine sogenannte logarithmisch-normale Verteilung. Das ist besonders im Dekameter-Bereich (Kurzwelle) im allgemeinen der Fall. Die logarithmisch-normale Verteilung wird mathematisch wiedergegeben durch das Gesetz

$$W(F) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{e}^{-\frac{1}{2}\left(\frac{F-F_{50}}{\sigma}\right)^2} \mathrm{d}F. \qquad (8)$$

Dabei bedeutet $F = 20 \lg E$ die logarithmisch gemessene Feldstärke in dB. Die log-normale Verteilung entsteht aus der normalen *Gauß*schen Verteilung

$$W(E) = \frac{1}{\sigma_l\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{e}^{-\frac{1}{2}\left(\frac{E-E_{50}}{2}\right)^2} \mathrm{d}E, \qquad (9)$$

indem man das Argument E durch $F = 20 \lg E$ ersetzt. Bei den meisten Ausbreitungsvorgängen tritt als Argument nicht die Feldstärke selbst, sondern ihr Logarithmus auf, weil die prozentuale Änderung $\Delta E/E = \Delta \ln E$ eine Funktion der Änderungen der die Ausbreitung beeinflussenden meteorologischen und sonstigen Ausbreitungsparameter ist und nicht die absolute Änderung der Feldstärke ΔE.

F_{50} ist wieder der Medianwert. Er ist für diese Verteilung mit dem Mittelwert $F_m = \overline{F}$ identisch. σ ist die Streuung. Für $\frac{F - F_{50}}{\sigma} = 1$, also $F = F_{50} \pm \sigma$ wird $W(F) = 0{,}1587$ bzw. $0{,}8413$. In dem Bereich von $F_m \pm \sigma$ liegen also 68 % aller beobachteten Feldstärkewerte. Wegen der Häufigkeit des Auftretens der normalen oder *Gauß*schen Verteilung hat man ein besonderes Wahrscheinlichkeitspapier herausgegeben, dessen eine Koordinatenachse nach der normierten *Gauß*-Funktion $W(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\omega}^{\infty} \mathrm{e}^{-\frac{x^2}{2}} \mathrm{d}x$ geteilt ist. In diesem System stellt sich die normale Verteilung als gerade Linie dar, aus der Medianwert und Streuung leicht abgelesen werden können. Auch diese Darstellung ist sehr nützlich, um festzustellen, ob man es mit einer Normalverteilung zu tun hat oder nicht (Bild 3).

Neben den besprochenen beiden Grundtypen von Verteilungen werden zahlreiche kompliziertere Verteilungstypen beobachtet, die fast immer als Kombinationen von Teilkollektiven mit diesen beiden Grundverteilungen gedeutet werden können.

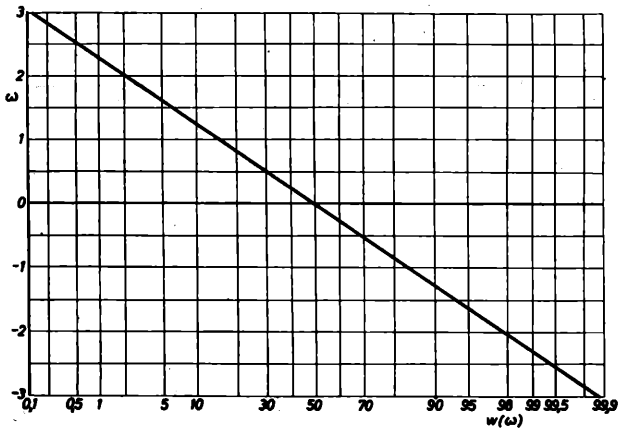


Bild 3. Die log-normale Verteilung im Gaußschen Wahrscheinlichkeitsnetz

Die Analyse der Summenhäufigkeitsverteilungen liefert ein erstes Mittel zur Untersuchung der verschiedenen, an einem Ausbreitungsvorgang beteiligten Ausbreitungsmoden. Es ist häufig möglich, die prozentualen Anteile der verschiedenen Moden, ihre Medianwerte und Streuungen einzeln zu bestimmen. Man kann ferner die aus den Verteilungsfunktionen erhaltenen Medianwerte und Streuungen als repräsentative Kenngrößen der Schwundkurven verwenden und sie mit anderen physikalischen oder meteorologischen Kenngrößen in Beziehung zu setzen versuchen.

Um jedoch auf die physikalische Natur der einzelnen Moden schließen zu können, muß der zeitliche Verlauf des Schwundvorganges, z. B. die zeitlich variable Schwundfrequenz, sehr viel eingehender studiert werden. Die Analyse der bloßen Amplitudenverteilung reicht nicht mehr aus. Für diese weitergehende Analyse wird das statistische Werkzeug von der Korrelationsrechnung geliefert.

2. Die Korrelationsfunktionen

Die raumzeitliche Variabilität des Empfangsfeldes kann durch gleichzeitige, über eine gewisse Zeit durchgeführte Feldstärkeregistrierungen an zahlreichen (z. B. auf einer Strecke senkrecht zur Ausbreitungsrichtung gleichmäßig verteilten) Empfangsorten nachgewiesen und untersucht werden. Man würde an jedem Empfangsort einen kontinuierlichen Schrieb der Feldstärke gegen die Zeit und (bei einer Zusammenstellung der gleichzeitigen Meßwerte räumlich versetzter Empfangsorte) gegen den räumlichen Abstand erhalten. Bei den grundsätzlich statistisch verteilten Feldstärken würde einem zu einer bestimmten Zeit oder an einem bestimmten Punkt gemessenen Wert an einem benachbarten Ort oder zu einer benachbarten Zeit auch ein mehr oder weniger benachbarter Wert folgen, nicht irgendein beliebiger Wert. Mit anderen Worten, zwischen zwei zeitlich oder räumlich aufeinander folgenden Feldstärkewerten wird eine gewisse Bindung, eine gewisse Verwandtschaft, kurz eine Korrelation bestehen. Die Größe dieser Verwandtschaft findet ihren mathematischen Ausdruck in den Integralen

$$R(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} E(t, s_0) \cdot E(t+\tau, s_0)\, \mathrm{d}t$$

und (10)

$$R(s) = \frac{1}{2S} \int_{-S}^{+S} E(t, s_0) \cdot E(t, s_0 + s)\, \mathrm{d}s_0.$$

Hier bedeuten $E(t, s)$ die von der Zeit t bzw. vom Ort s_0 abhängige Feldstärke, τ und s zwei zeitliche bzw. räumliche Verschiebungsgrößen auf den zeitlichen bzw. räumlichen Registrierkurven der Feldstärke und $2T$ bzw. $2S$ das Integrationsintervall. Die Intervalle $2T$ und $2S$ müssen genügend groß gegenüber der längsten zeitlichen oder räumlichen Wiederkehrperiode sein, die auf dem Schwundstreifen zu beobachten ist. Mit $\tau = 0$ bzw. $s = 0$ stellen

$$R(0) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} E^2(t, s_0)\, \mathrm{d}t$$

und (11)

$$R(0) = \frac{1}{2S} \int_{-S}^{+S} E^2(t, s_0)\, \mathrm{d}s_0$$

offenbar die zeitlichen bzw. räumlichen quadratischen Mittelwerte der Feldstärke dar.

In den Gln. (10) wird die Feldstärkefunktion mit sich selbst verglichen. Man spricht daher von den Autokorrelationsfunktionen $R(\tau)$ und $R(s)$. Eine anschauliche physikalische Deutung liefert der Vergleich mit dem skalaren Vektorprodukt zweier n-dimensionaler Vektoren $\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B} = \sum_n a_n b_n$. In diesem Sinne kann das Integral $\int x(t)\, x(t+\tau)\, \mathrm{d}t$ als das innere Vektorprodukt zweier Vektoren mit unendlich vielen Komponenten aufgefaßt werden. Sein Betrag ist bekanntlich proportional dem Cosinus des zwischen den Vektoren aufgespannten Winkels φ. Das normierte Integral kann dann als Leistungsfaktor $\cos\varphi$ gedeutet werden.

Man erkennt sofort, daß $R(\tau)$ und $R(s)$ gerade Funktionen von τ bzw. s sind, und kann leicht zeigen, daß immer die Ungleichungen $R(\tau) < R(0)$ und $R(s) < R(0)$ bestehen. Man definiert daher $R(\tau)/R(0)$ auch als normierte Autokorrelationsfunktion $\varrho(\tau)$. [Für $\tau = 0$ hat $\varrho(\tau)$ den Wert 1.] Sie fällt mit steigendem τ und demonstriert damit den sinkenden Grad der inneren Verwandtschaft der Raumzeitabhängigkeiten der Feldstärke bei steigendem zeitlichem oder räumlichem Abstand der miteinander verglichenen Punkte.

Schließlich ist noch die für unsere Zwecke wichtigste Eigenschaft der Autokorrelationsfunktion zu erwähnen. Es ist möglich, aus ihr das Spektrum der Schwundfrequenzen abzuleiten. Der Zeitfunktion der Feldstärke $E(t)$ kann bekanntlich über die *Fourier*-Transformation ein Frequenzspektrum $A(f)$ zugeordnet werden. Es gilt das Gleichungspaar

$$E(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(f)\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f t}\, \mathrm{d}f,$$

$$A(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(t)\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f t}\, \mathrm{d}t. \qquad (12)$$

Von der Zeitfunktion $E(t)$ wird dabei allerdings vorausgesetzt, daß sie für $t \to \pm\infty$ genügend stark verschwindet, so daß $\int_{-\infty}^{+\infty} E(t)\, \mathrm{d}t$ definiert bleibt.

In gleicher Weise kann man auch der Autokorrelationsfunktion $R(\tau)$ ein Leistungsspektrum zuordnen. [Daß es ein Leistungsspektrum sein muß, folgt schon daraus, daß ja im Integranden von $R(\tau)$ auch eine Leistung

steht.] Hier gelten, da $R(\tau)$ eine gerade Funktion von τ ist, die Gleichungen

$$R(\tau) = \int_0^\infty G(f) \cdot \cos 2\pi f \tau \, \mathrm{d}f,$$
$$G(f) = \int_0^\infty R(\tau) \cos 2\pi f \tau \, \mathrm{d}\tau. \tag{13}$$

Dabei ist $G(f)$, das sogenannte Leistungsspektrum, mit dem Frequenzspektrum der Zeitfunktion verbunden gemäß

$$G(f) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \left| A_T(f) \right|^2. \tag{14}$$

Die Funktion $A_T(f)$ ist dabei die *Fourier*-Transformierte einer Zeitfunktion $E_T(t)$, die innerhalb der Grenzen $\pm T$ gleich $E(t)$, außerhalb der Grenzen aber gleich Null ist. Diese Modifikation ist notwendig, um die Existenzbedingungen für die *Fourier*-Integrale zu erfüllen [2].

Die *Fourier*-Transformation der Autokorrelationsfunktion liefert also unmittelbar das Spektrum der Schwundfrequenzen. Das ist ein wichtiges Ergebnis für die Ausbreitungsforschung. Einen besonders einfachen Verlauf zeigt die Autokorrelationsfunktion für kleine τ. Das geht aus der folgenden Rechnung hervor. Es ist

$$R(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{+\infty} E_T(t) \, E_T(t+\tau) \, \mathrm{d}t$$
$$= \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T} E_T(t) \left\{ E_T(t) + \tau E'_T(t) + \frac{\tau^2}{2} E''_T(t) + \cdots \right\} \mathrm{d}t. \tag{15}$$

Die Integrale über die Produkte $E(t)\,E'(t)$; $E(t)\,E''(t)$ usw. erhält man durch ein-, zwei- und mehrmalige Differentiation der Identität

$$R(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{+\infty} E_T(t) \, E_T(t+\tau) \, \mathrm{d}t$$
$$= \lim \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{+\infty} G(f) \, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\, 2\pi f \tau} \, \mathrm{d}f. \tag{16}$$

Als Endergebnis folgt

$$R(\tau) \approx R(0) \cdot \left(1 - \frac{\tau'^2}{2}\right) = R(0) \cos \tau'$$

mit

$$\tau' = 2\pi\tau \sqrt{\frac{\int f^2 |A_T(f)|^2 \, \mathrm{d}f}{\int |A_T(f)|^2 \, \mathrm{d}f}} = 2\pi f^* \tau. \tag{17}$$

Für kleine τ folgt $R(\tau)$ also einem Cosinusverlauf mit einer Frequenz f^*, die gleich dem Trägheitsradius der Fläche des Leistungsspektrums ist.

$$f^{*2} \cdot \int |A_T(f)|^2 \, \mathrm{d}f = \int f^2 A(f) \, \mathrm{d}f. \tag{18}$$

Eine wohldefinierte mittlere Schwundfrequenz kann also sehr einfach aus der Autokorrelationsfunktion $r(\tau)$ ermittelt werden. Hier zeigt sich noch einmal deutlich, daß die normierte Autokorrelationsfunktion als Leistungsfaktor zweier miteinander verglichener statistischer Vorgänge gedeutet werden kann.

Wie aus Gl. (10) hervorgeht, kann man sowohl von einer zeitlichen als auch von einer räumlichen Autokorrelationsfunktion sprechen. Für die rasche Ermittlung von zeitlichen Autokorrelationsfunktionen sind automatisch arbeitende Auswertemaschinen entwickelt worden. Die auf einem Magnetband gespeicherte Zeitfunktion der Feldstärke $E(t)$ wird von zwei verschiebbar angeordneten Abnahmeköpfen bei verschiedenen gegenseitigen Abständen τ so oft abgetastet, als Punkte für die Aufstellung von $R(\tau)$ benötigt werden. Wollte man die Ermittlung der räumlichen Autokorrelationsfunktion in der gleichen Weise durchführen, so wäre von einer Raumfunktion $E(s)$ auszugehen. Zu deren exakter Aufstellung wären unendlich viele Empfänger erforderlich, deren gleichzeitig zu einem bestimmten Zeitpunkt gemessene Feldstärken dann zu der Raumfunktion $E(s)$ zusammenzustellen wären. Das ist natürlich nicht durchführbar. Statt dessen mißt man nacheinander die Zeitfunktionen $E(t, s)$ und $E(t, s_0 + s)$ zweier Empfänger für eine Folge von diskreten Abständen s_0. Für jeden Abstand s_0 wird dann der sogenannte zeitliche Kreuzkorrelationsfaktor bestimmt. Dieser ist gegeben durch

$$\varrho(s_0) = \frac{\frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} E(t, s_0) \, E(t, s_0 + s) \, \mathrm{d}t}{\frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} E^2(t, s_0) \, \mathrm{d}t}. \tag{19}$$

Diese zeitlichen Kreuzkorrelationsfaktoren stellt man zu einer Funktion $\varrho(s_0)$ zusammen. Man kann zeigen, daß diese unter sehr allgemeinen Bedingungen, z. B. für stationäre statistische Vorgänge, mit der räumlichen Autokorrelationsfunktion identisch ist. Es ist also

$$R(s) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} E(t, s_0) \, E(t, s_0 + s) \, \mathrm{d}s_0$$
$$= R'(s) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} E(t, s_0) \, E(t, s_0 + s) \, \mathrm{d}t. \tag{20}$$

Der zeitliche Kreuzkorrelationskoeffizient wird mit Hilfe elektronischer Korrelatoren ermittelt, welche die zugeführten Spannungen $E(t, s_0)$ und $E(t, s_0 + s)$ unmittelbar in den Korrelationsfaktor $\varrho(s_0)$ transformieren.

a) *Die Autokorrelationsfunktionen für ein einfaches Ausbreitungsmodell*

Für die heute bestehenden Ausbreitungsmodelle und Ausbreitungsvorstellungen sollen nun die zugehörigen Autokorrelationsfunktionen abgeleitet und diskutiert werden, um sie anschließend mit den vorliegenden Messungen von Korrelationsfunktionen zu vergleichen. Den auftretenden Schwund erklärt man in vielen Ausbreitungsfällen durch die Interferenz zahlreicher, über verschiedene Ausbreitungswege am Empfangsort eintreffender Wellen mit willkürlicher Phasenlage und willkürlicher Amplitude. Dies gilt besonders für die troposphärische Streuausbreitung (Scatter). Vom Empfangsort aus gesehen, erscheint hier der Ursprungsort der Wellen als ein streuendes Volumen, das etwa über der Mitte des gesamten Ausbreitungsweges liegt und eine gewisse vertikale und azimutale Ausdehnung hat. Auf die Größe dieser Volumenparameter kann nun aus Korrelationsbeobachtungen geschlossen werden. Informationen über die Größe des streuenden Volumens sind wichtig für die Beantwortung zahlreicher Fragen der Betriebstechnik, z. B. für Fragen des erforderlichen Diversity-Abstandes, der übertragbaren Bandbreite, der zweckmäßigsten Antennenbündelung usw. [3].

Zunächst einmal soll an einer idealisierten Scatterquellenverteilung untersucht werden, welche Raum-

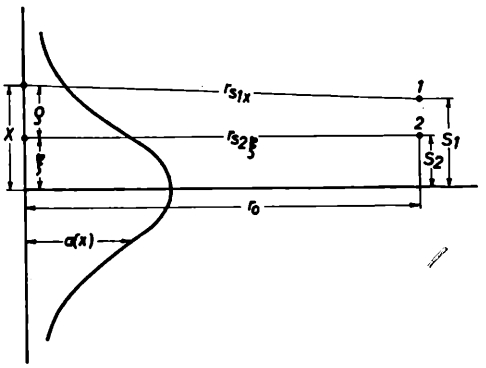


Bild 4. Das ebene Scatter-Modell

und Zeitkorrelationen in den Empfangsfeldern zu erwarten sind. Dazu wird eine ebene, nur von einer Koordinate x abhängige Verteilung von Scatterquellen angenommen. Die Entfernung des Empfangspunktes von der streuenden Ebene sei so groß, daß mit dem Einfall ebener Wellen gerechnet werden kann (Bild 4). Das ist keine wesentliche Einschränkung. Sie wird nur gemacht, um die Rechnung etwas zu vereinfachen. Die Interferenzfeldstärke an den benachbarten Empfangspunkten 1 und 2 wird berechnet. Man hat für die Feldstärke am Punkt 1 den Wert

$$E(t, s_1) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(x)\, e^{j k r_{s_1 x}} \cdot e^{j\omega t}\, dx \qquad (20)$$

und für die Feldstärke am Punkt 2 den Wert

$$E(t, s_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(\xi)\, e^{j k r_{s_2 \xi}} \cdot e^{j\omega t}\, d\xi. \qquad (21)$$

$a(x)$ und $a(\xi)$ bezeichnen die Intensität der Streuer an den Orten x und ξ nach Betrag und Phase. $a(x)$ und $a(\xi)$ sind als statistisch veränderlich in Raum und Zeit anzusehen. Die Korrelation zwischen $E(t, s_1)$ und $E(t, s_2)$ ist durch das Produkt $E(t, s_1) \cdot E^*(t, s_2)$ gegeben, wobei $E^*(t, s_2)$ den konjugiert komplexen Wert von $E(t, s_2)$ bedeutet. Der zeitliche Mittelwert dieses Produktes ist offenbar gegeben durch

$$\overline{E(t, s_1) E^*(t, s_2)} = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \overline{a(x) a^*(\xi)} \cdot e^{-j k (r_{s_2\xi} - r_{s_1 x})}\, dx\, d\xi. \qquad (22)$$

Setzt man noch $\xi = x + \delta$, $s_1 - s_2 = s$ und $s_1 + s_2 = S$, so ergibt sich

$$E_{s_1} \cdot E^*_{s_2} = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \overline{a(x)\, a^*(x+\delta)} \cdot e^{-j\frac{k}{2r_0}(2xs - sS)} \cdot e^{-j\frac{k}{2r_0}[\delta^2 + 2(x - s_1)\delta]}\, dx\, d\delta. \qquad (23)$$

In diesem Integral stellt $a(x)\, a^*(x + \delta) = j(\delta, x)$ die räumliche Verteilung der Intensität der Streustrahler dar. Man macht hierfür den Ansatz

$$j(\delta, x) = e^{-\frac{x^2}{a^2}} \cdot e^{-\frac{\delta^2}{l^2}} \qquad (24)$$

Dieser Ansatz nimmt im ersten Faktor eine *Gaußsche* Verteilung für die Intensität an. Das ist, wie ein Vergleich mit den wahrscheinlich besten Scatter-Modellen zeigt, eine recht vernünftige Annahme. a ist ein Maß für die Größe des streuenden Volumens. Der zweite Faktor bestimmt für einen festen Raumpunkt x die Abnahme der Korrelation mit benachbarten Raumpunkten im Abstand δ, wobei l als effektiver Radius der Streukörper gedeutet werden kann. Auch diese Annahme entspricht den gemachten Erfahrungen recht gut.

Die Durchführung der Integration liefert für das Produkt $E_1 E_2^*$

$$E(t, s_1) \cdot E^*(t, s_2) = a \cdot l \cdot \pi \cdot e^{-\left(\frac{k s a}{2 r_0}\right)^2} \qquad (25)$$

Dividiert man diesen Ausdruck durch $E(t, s_1)\, E^*(t, s_2)$ für $s_2 = s_1$ bzw. für $s = 0$, so erhält man die normierte räumliche Korrelationsfunktion

$$\varrho(s) = e^{-\left(\frac{k s a}{2 r_0}\right)^2} \qquad (26)$$

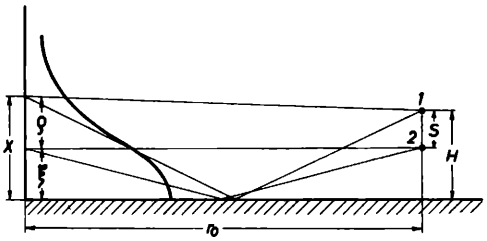


Bild 5. Berücksichtigung der Bodenreflexion

Etwas komplizierter wird das Ergebnis dieser Rechnung, wenn man die Korrelation als Funktion der Höhe über Boden untersucht und dabei die Reflexion am Boden berücksichtigt (Bild 5). Die Rechnung verläuft nach den gleichen Grundsätzen wie oben, sie soll hier nicht im einzelnen wiedergegeben werden. Es sei nur darauf hingewiesen, daß bei der Normierung darauf zu achten ist, daß der quadratische Mittelwert von $E(s)$ nicht mehr konstant, sondern eine Funktion der Höhe ist. Man erhält für die Korrelationsfunktion

$$\varrho\left(\frac{s}{H}\right) = \varrho(\sigma) = \frac{e^{-\varkappa^2\sigma^2}}{\sqrt{1 - e^{-4\varkappa^2}}} \cdot \frac{1 - e^{-4\varkappa^2(1-\sigma)}}{\sqrt{1 - e^{-4\varkappa^2(1-\sigma)^2}}} \qquad (27)$$

Hier sind

H = die Höhe des Empfangspunktes 1 über Boden;

s = die Höhenabweichung des Empfangspunktes 2 von 1;

$\sigma = \frac{s}{H}$ die relative Höhendifferenz, positiv nach unten, negativ nach oben;

$\varkappa = \frac{k a}{2 r_0} \cdot H = \frac{2\pi a}{\lambda d} \cdot H$;

$d = 2 r_0$ = Entfernung Sender—Empfänger.

Bei dieser Rechnung wurde weiter vorausgesetzt, daß $l \ll a$. Andernfalls wird der Ausdruck für $\varrho(s)$ noch komplizierter und ist nicht mehr unabhängig vom Korrelationsradius l der Streukörper. Theoretische Untersuchungen sowie meteorologische Messungen (Refraktometermessungen) zeigen jedoch, daß die Bedingung $l \ll a$ immer erfüllt ist.

Für kleine Höhen über Boden bzw. für $\sigma \to 1$ wird

$$\varrho(\sigma) = \frac{e^{-\varkappa^2\sigma^2}}{\sqrt{1 - e^{-4\varkappa^2}}} \cdot 2\varkappa, \qquad (28)$$

also unabhängig von der Höhe.

Für große negative σ, also für Empfangspunkte oberhalb von H, wird näherungsweise

$$\varrho(\sigma) = e^{-\varkappa^2\sigma^2}, \qquad (29)$$

d. h. Gl. (27) geht in diesem Fall in Gl. (26) über. Bild 6 zeigt den Verlauf von $\varrho(\sigma)$ bei Vorhandensein von Bodenreflexionen. Die Korrelationskurven werden stark unsymmetrisch. Die Korrelation nimmt in Bodennähe langsamer ab als im freien Raum. Beugungsoptisch interpretiert zeigt Bild 6, daß das Beugungsbild des wirklichen Streuvolumens sich vom Beugungsbild des am Boden gespiegelten Volumens um so besser trennen läßt, je höher die Empfangsantennen liegen.

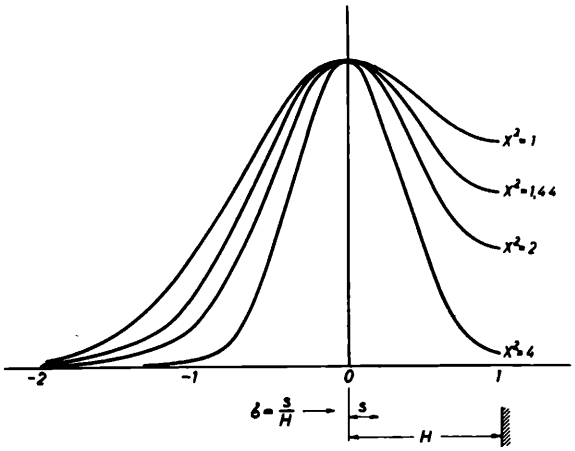


Bild 6. Die Korrelationsfunktion $\varrho(\sigma)$ bei Bodenreflexionen

b) *Die Autokorrelationsfunktionen spezieller Modelle*

Die von *Booker-Gordon* [6], *Norton* [7], *Staras* [8] und anderen entwickelten detaillierten Ausbreitungsmodelle enthalten u. a. die geometrischen Daten des Ausbreitungsweges und ermöglichen eine geometrische Deutung der Halbwertsbreite $x_{0,5} = 0{,}834 \cdot a$ der Streukörperverteilung des einfachen ebenen Modells [vgl. Gl. (24)]. Nach der ursprünglichen Theorie von *Booker-Gordon* ist der Ursprung der Streustrahlung in einem streuenden Volumen zu suchen, das nach unten von den beiden Tangentialflächen begrenzt wird, die am Sende- und Empfangspunkt an die Erde gelegt werden. Die Begrenzung des streuenden Volumens nach oben (Halbwertsbreite) ist einmal durch eine $1/h^2$-Abhängigkeit des meteorologisch bedingten Streuparameters $\frac{1}{s}\overline{\left(\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}\right)^2}$ gegeben, zum anderen durch das Vorwärtsstreudiagramm der einzelnen Streukörper (h = Höhe über Boden). Hierdurch geht eine $1/\Theta^4$-Abhängigkeit in die Rechnung ein, wobei Θ der Winkel zwischen dem vom Sender her auf das Streuvolumen einfallenden Strahl und dem zum Empfänger hingestreuten Strahl ist (Bild 7). Die Durchrechnung dieses Modells führt nach einer Approximation der azimutalen und der Höhenverteilung der Streukörperintensität durch eine $\exp\left[-\frac{x^2}{a^2}\right]$-Funktion zu einer Autokorrelationsfunktion von der Form

$$\varrho(s) = e^{-\left(\frac{k s \cdot 1{,}6 h_0}{d}\right)^2}. \tag{30}$$

Hier wie in den folgenden Gleichungen bedeuten $h_0 = \frac{d^2}{8 r_E}$ die Höhe des Schnittpunktes der Tangentialebenen über Boden, d die Entfernung Sender—Empfänger und r_E den effektiven Erdradius. Setzt man $h_0 = \frac{d^2}{8 r_E}$ ein, so findet man

$$\varrho(s) = e^{-\left(\frac{k s d}{\beta r_E}\right)^2} = e^{-\left(\frac{k s d}{5 r_E}\right)^2} \tag{31}$$

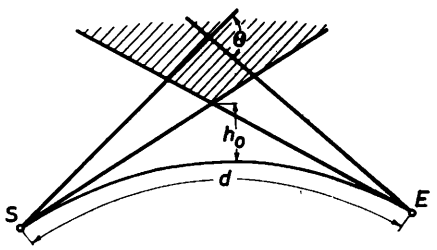


Bild 7. Das Streuvolumen

für die azimutale Verteilung der Autokorrelationsfunktion. Für die vertikale Verteilung ist die Gl. (27) anzuwenden. *Staras* hat die Autokorrelationsfunktion für das *Booker-Gordon*-Modell exakt durchgerechnet und erhält eine recht komplizierte Formel für die azimutale Verteilung des Korrelationskoeffizienten, die sich jedoch recht gut durch den Ausdruck

$$\varrho_h(s) = e^{-\left(\frac{k s d}{2{,}44 r_E}\right)^2} \tag{32}$$

annähern läßt. Für die vertikale Verteilung gilt die Näherung

$$\varrho_v(s) = e^{-\left(\frac{k s d}{5{,}08 r_E}\right)^2}. \tag{33}$$

Die oben erwähnte geometrische Deutung der Größe a unseres einfachen Streumodells wäre also durch die Beziehung $a = \frac{d^2}{\beta \cdot r_E} = 8\frac{h_0}{\beta}$ gegeben, wobei β eine Zahl zwischen 2 und 5 bedeutet.

3. Die Analyse gemessener Korrelationsfunktionen und ihr Vergleich mit der Theorie

Bei dem nun folgenden Vergleich der diskutierten Korrelationsfunktionen mit gemessenen Korrelationsfunktionen ist folgendes zu beachten. Aus der Ableitung der Korrelationsfunktionen $\varrho(\tau)$ geht bereits hervor, daß man es mit der Korrelation zwischen den Hochfrequenzträgern zu tun hat. Bei der Messung der Korrelationsfunktionen werden aber im allgemeinen die Hüllkurven der gleichgerichteten HF-Amplituden miteinander verglichen. Die Rechnung zeigt nun, daß zwischen Korrelationsfunktion $r(s)$ der Hüllkurven und derjenigen des Hochfrequenzträgers $\varrho(s)$ die Beziehung besteht

$$r(s) = \varrho(s) \cdot \varrho^*(s) = \varrho^2(s).$$

Das ist bei der Deutung der Messungen zu berücksichtigen. Der Buchstabe r für den Korrelationskoeffizienten bezieht sich im folgenden auf die Hüllkurve, der Buchstabe ϱ auf den HF-Träger.

Die Bilder 8 und 9 zeigen das Ergebnis zahlreicher Messungen des Korrelationskoeffizienten r zwischen den Empfangsspannungen zweier gleicher Antennen (es handelte sich um 6-Element-Yagi-Antennen), die in verschiedenem Abstand voneinander entweder quer zur Ausbreitungsrichtung oder vertikal übereinander aufgestellt waren. Beobachtet wurde der Sender Bielstein auf 90,6 MHz in Darmstadt. Die Entfernung zwischen dem Beobachtungsort Darmstadt und dem Sender Bielstein im Teutoburger Wald beträgt 228 km. Die Beobachtungsperiode bzw. die Integrationszeit für je eine Messung eines Korrelationskoeffizienten beträgt 5 Minuten. Ein elektronischer Korrelator, der im FTZ entwickelt wurde, ermittelte aus den beiden ihm zugeführten Empfangsspannungen unmittelbar den Korrelations-

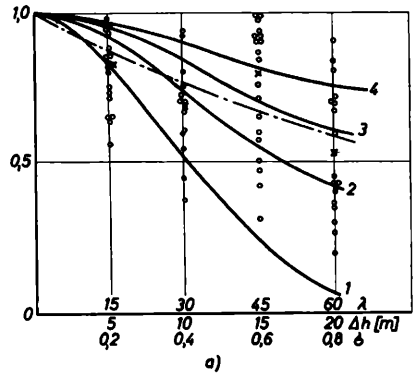


Bild 8 a). Vertikale Korrelationsfunktion r der Feldstärkemomentanwerte des Senders Bielstein. Antennenabstände in der Vertikalen quer zur Ausbreitungsrichtung. Antenne 1 in fester Höhe $H = 25$ m; Antenne 2 in den Höhen 5, 10, 15 und 20 m. Die ausgezogenen theoretischen Korrelationskurven nach Gl. (27) gelten für Werte von $a = 9{,}5$ km (1); $a = 6{,}7$ km (2); $a = 5{,}7$ km (3) und $a = 4{,}8$ km (4)

○ gemessene Werte von r

—— Korrelationsfunktion ϱ

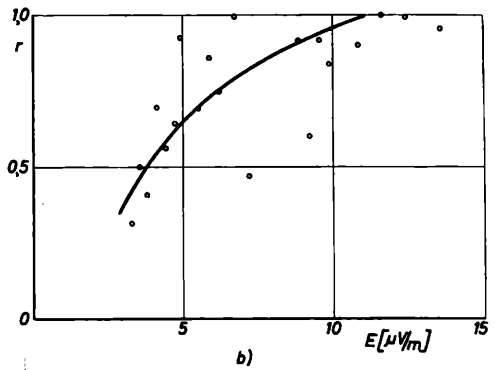


Bild 8 b). Abhängigkeit des Korrelationskoeffizienten r von der Größe der einfallenden Feldstärke bei einer Höhendifferenz der Empfangsantennen von $\Delta H = 15$ m

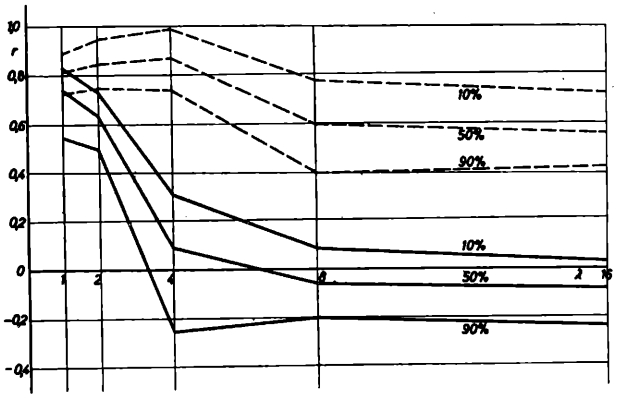


Bild 9. Horizontale Korrelationsfunktionen der Feldstärke des Senders Bielstein. Antennenabstände in der Horizontalen quer zur Ausbreitungsrichtung. Gestrichelte Kurven ohne Filter, ausgezogene Kurven mit Filter

koeffizienten [4]. Die gemessenen Werte zeigten, solange keine Maßnahmen zur Trennung verschiedener Ausbreitungstypen ergriffen wurden, eine sehr große Streuung und in ihrer Abstandsabhängigkeit häufig einen Verlauf, der das gleichzeitige Vorhandensein mehrerer Ausbreitungsmoden mit verschiedenen Korrelationseigenschaften vermuten ließ. Diese Tatsache ist meistens schon aus dem bloßen Anblick des Feldstärke-Registrierstreifens zu erkennen. Man findet deutlich sichtbar zwei oder mehrere sich überlagernde Schwundtypen, die sich durch ihre mittlere Schwundfrequenz unterscheiden. So erkennt man z. B. sehr häufig das gleichzeitige Vorhandensein eines langsamen und eines schnellen Schwundtypus, von denen jedem eine besondere Korrelationsfunktion zuzuordnen ist. Untereinander werden die verschiedenen Typen nur schwache Beziehungen zeigen, also unkorreliert sein. Um diese Schwundtypen schon meßtechnisch zu unterscheiden, wird man versuchen, sie durch Filter voneinander zu trennen, deren Grenzfrequenzen zwischen den Schwundfrequenzbereichen der verschiedenen Schwundtypen liegen. Das Ergebnis eines solchen Versuches zeigt Bild 9. Hier wurde mit einer Filter-Grenzfrequenz von 0,25 Hz gearbeitet. Die obere Kurve zeigt den Verlauf der Korrelationsfunktion ohne Filter, die untere die Korrelationsfunktion, nachdem die langsamen Vorgänge durch einen Hochpaß herausgefiltert waren.

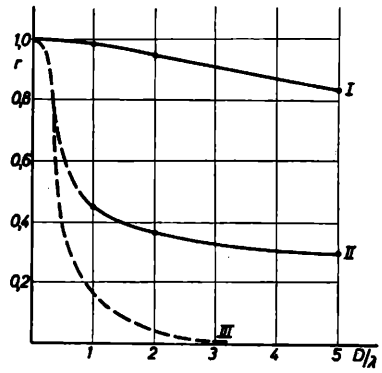


Bild 10. Korrelationsfunktion der Feldstärke des Senders Daventry 15,11 MHz gemessen in Darmstadt. Antennenabstände quer zur Ausbreitungsrichtung
Kurve 1 gemessen bei ionosphärischer Spiegelreflexion
Kurve 2 gemessen bei gemischter Spiegelreflexion und Streustrahlung
Kurve 3 Streustrahlung gewonnen aus Kurve 1 und 2

Die unter idealisierten Verhältnissen, z. B. bei reiner Streuausbreitung, zu erwartende Korrelationsfunktion sollte mehr oder weniger die Gestalt einer *Gauß*schen Glockenkurve aufweisen. Ein Verlauf nach Bild 10 (gemessen im Kurzwellenbereich) mit einem anfangs sehr schnellen und bei größeren Abständen sehr langsamen Abfall des Korrelationskoeffizienten läßt sofort auf das gleichzeitige Vorhandensein zweier voneinander unabhängiger Ausbreitungsmoden schließen, mit je einer charakteristischen Korrelationsfunktion. Es ist meist nicht schwer, den prozentualen Anteil und die Intensität der verschiedenen Moden aus dem Verlauf ihrer räumlichen Autokorrelationsfunktionen abzuleiten. Wie das zu geschehen hätte, soll für den Fall gezeigt werden, daß zwei Ausbreitungsmoden, gekennzeichnet durch die Indizes 1 und 2, gleichzeitig wirksam sind. Die beiden Moden 1 und 2 seien nicht miteinander korreliert. Die Empfangsspannungen an den Aufstellungsorten x und $(x + s)$ zweier räumlich getrennter Antennen sind gegeben durch die Summen

$$\begin{aligned} E_1 &= E_1(x) + E_{1m} + E_2(x) + E_{2m} \quad \text{und} \\ E_2 &= E_1(x+s) + E_{1m} + E_2(x+s) + E_{2m}. \end{aligned} \tag{34}$$

E_{1m} und E_{2m} sind die arithmetischen Mittelwerte von E_1 und E_2, die von vornherein als unabhängig vom Aufstellungsort angenommen worden sind, und $E_1(x)$; $E_2(x + s)$ usw. die Abweichungen von diesen Mittelwerten. Die normierte Korrelationsfunktion für die Größen $E_1(x)$ und $E_2(x)$ ist gegeben durch

$$r(s) = \frac{\frac{1}{2a} \cdot \int_{-a}^{+a} [E_1(x) + E_2(x)]\,[E_1(x+s) + E_2(x+s)]\,\mathrm{d}x}{\frac{1}{2a} \int_{-a}^{+a} [E_1(x) + E_2(x)]^2\,\mathrm{d}x}. \tag{35}$$

Beachtet man, daß die Vorgänge 1 und 2 völlig unkorreliert sind, so bleibt nach der Ausmultiplikation der Integranden der Ausdruck stehen

$$r(s) = \frac{\frac{1}{2a}\int_{-a}^{+a} E_1(x)E_1(x+s)\,dx + \frac{1}{2a}\cdot\int_{-a}^{+a} E_2(x)E_2(x+s)\,dx}{\frac{1}{2a}\cdot\int_{-a}^{+a} E_1(x)^2\,dx + \frac{1}{2a}\cdot\int_{-a}^{+a} E_2^2(x)\,dx}. \quad (36)$$

Nun sind

$$r_1(s) = \frac{\frac{1}{2a}\int_{-a}^{+a} E_1(x)E_1(x+s)\,dx}{\frac{1}{2a}\int_{-a}^{+a} E_1(x)^2\,dx} \quad (37)$$

und

$$r_2(s) = \frac{\frac{1}{2a}\int_{-a}^{+a} E_2(x)E_2(x+s)\,dx}{\frac{1}{2a}\int_{-a}^{+a} E_2^2(x)\,dx}$$

offenbar die Korrelationsfunktionen der Teilvorgänge und daher

$$r(s) = \frac{a_1}{a_1+a_2}\cdot r_1(s) + \frac{a_2}{a_1+a_2}\cdot r_2(s). \quad (38)$$

Dabei bedeuten

$$a_1 = \frac{1}{2a}\cdot\int_{-a}^{+a} E_1^2(x)\,dx = \overline{E_1^2} - E_{1m}^2 = \sigma_{l1}^2$$
$$a_2 = \frac{1}{2a}\cdot\int_{-a}^{+a} E_2^2(x)\,dx = \overline{E_2^2} - E_{2m}^2 = \sigma_{l2}^2 \quad (39)$$

die Streuungsquadrate der beiden Vorgänge.

Es ist nun weiter zu beachten, daß die Feldstärken erfahrungsgemäß näherungsweise log-normal verteilt sind, während die hier verwendeten Streuungen σ_l sich auf lineare Meßwerte beziehen. Zwischen der Streuung σ_l für lineare Meßwerte und der Streuung σ für logarithmisch gemessene Feldstärken besteht eine Beziehung, die hier nicht abgeleitet werden soll [1]. Es ist nämlich

$$\sigma_l = E_{50}\cdot 10^{1{,}15\left(\frac{\sigma}{20}\right)^2}\cdot\sqrt{10^{2{,}3\left(\frac{\sigma}{20}\right)^2} - 1} = E_{50}\cdot f(\sigma). \quad (40)$$

Die lineare Streuung ist also proportional dem Medianwert und der Proportionalitätsfaktor eine Funktion von σ. Für eine log-normale Verteilung ist die Streuung σ praktisch konstant, und zwar sowohl im Dekameter- als auch im Meter-Bereich. Führt man noch das Verhältnis $\varkappa = E_{50_2}/E_{50_1}$ ein, also das Verhältnis der Amplituden der beiden Vorgänge, so kommt endlich

$$r = \frac{1}{1+\varkappa^2}\cdot r_1 + \frac{\varkappa^2}{1+\varkappa^2}\cdot r_2. \quad (41)$$

Nach dieser Gleichung wurde die Korrelationsfunktion des Bildes 10 analysiert, wobei eine saubere Aufspaltung möglich war. Bei wachsendem Antennenabstand war ein langsamer Abfall des Korrelationskoeffizienten vorhanden, der der normalen Spiegelung an einer reflektierenden Schicht zugeschrieben werden kann, und ein Vorgang mit schnellem Abfall, der auf eine Streustrahlung zurückzuführen wäre. Die Analyse ergibt den Wert $a = 1{,}34$, d. h. die Streustrahlung ist mit $\frac{a^2}{1+c^2} = 64\,\%$, die normale Strahlung mit 36 % an der Gesamtstrahlung beteiligt. Beide Vorgänge sind durch verschiedene Halbwertsbreiten gekennzeichnet, von denen auf verschiedene Entstehungsursachen und Herkunftsräume geschlossen werden kann.

Geht man unter Berücksichtigung der obigen Überlegungen an eine qualitative Deutung der räumlichen Autokorrelationsfunktion des Bildes 9, so kann man hier mindestens drei verschiedene Ausbreitungstypen unterscheiden. Davon wird der erste eine Halbwertsbreite des Korrelationskoeffizienten ($R = 0{,}5$) von etwa $1\,\lambda$, der zweite von etwa $3\,\lambda$ und der dritte von mehr als $10\,\lambda$ aufweisen. Etwa die gleichen Halbwertsbreiten werden auch für die vertikale Verteilung des Korrelationskoeffizienten beobachtet (vgl. Bild 8 a, b). Eine gleichzeitige Untersuchung der zugehörigen Feldstärken zeigt, daß die jeweils größeren Korrelationskoeffizienten auch höheren Feldstärken zuzuordnen sind. Das ist auch ausbreitungsmäßig gesehen zu erwarten. Die höheren Feldstärken sind auf Spiegelreflexionen von Inversionen zurückzuführen und haben großräumige Eigenschaften, die niedrigen lassen sich durch Streuvorgänge erklären und haben kleinräumige Eigenschaften. Das gleiche folgt auch aus dem oben abgeleiteten theoretischen Verlauf der Autokorrelationsfunktionen.

Ein Vergleich zwischen den gemessenen Halbwertsbreiten und den nach den Gln. (31) bis (33) errechneten ergibt das folgende Bild. Das *Booker-Gordon*-Modell liefert nach Gl. (31) für die Strecke Bielstein—Darmstadt mit $d = 228$ km und $r_E = 8500$ km eine horizontale Halbwertsbreite der Autokorrelationsfunktion von $s = 17{,}4\,\lambda$. Die Gleichung von *Staras* gibt eine horizontale Halbwertsbreite von $s_h = 8{,}5\,\lambda$ und eine vertikale von $s_v = 17{,}8\,\lambda$. Man sieht also, daß die auf der Strecke Bielstein—Darmstadt gemessenen Halbwertsbreiten im allgemeinen sehr viel tiefer liegen als nach den Modellrechnungen zu erwarten wäre. Das gilt jedenfalls für die mittleren und kleinen Feldstärken.

Was bedeutet diese Tatsache nun physikalisch? Die Berechnung der Korrelationskoeffizienten bei Annahme einer *Gauß*schen Verteilung der Streukörper gemäß Gl. (24) gab den Ausdruck

$$\varrho(s) = \exp\left[-\frac{k s a}{2 r_0}\right]^2. \quad (42)$$

Die Halbwertsbreite $a_{0,5}$ der Streukörperverteilung ist gegeben durch $x^2/a^2 = 0{,}693$. Man erhält $a_{0,5} = 0{,}834\,a$. Die zugehörige Halbwertsbreite der Korrelationsfunktion folgt aus $(k\,s\,a/d)^2 = \ln\sqrt{2} = 0{,}346$ zu

$$\left(\frac{s}{\lambda}\right)_{0,5} = 0{,}59\,\frac{d}{2\pi a} = 0{,}49\,\frac{d}{2\pi a_{0,5}}. \quad (43)$$

Die Halbwertsbreite der Korrelationsfunktion ist also umgekehrt proportional der Halbwertsbreite der Streukörperverteilung. (Für den Fall der Strecke Bielstein—Darmstadt würde einer beobachteten Halbwertsbreite von $s/\lambda = 3$ eine Halbwertsbreite der Streukörper von $a_{0,5} = 6{,}0$ km entsprechen. Das ist viel mehr, als nach den Modellen zu erwarten wäre.) Eine weite Verteilung der Streukörper über eine große Fläche entspricht also einem schnellen Abfall des Korrelationskoeffizienten und umgekehrt. Im vorliegenden Fall bedeutet es, daß in den meisten Fällen und vor allem für mittlere und kleine Feldstärken mit einem viel größeren Streuvolumen und dementsprechend mit einem viel größeren

Streukegel des Einfallswinkels der Streustrahlung gerechnet werden muß, als die bisherigen Modelle vermuten lassen.

Der gleiche Schluß kann auch aus Messungen gezogen werden, bei denen die Höhenabhängigkeit und der Kegel der Einfallswinkel bei Überreichweitefeldern untersucht wurden. Über diese Messungen ist bereits an anderer Stelle berichtet worden [5]. Die zur Erklärung der gemessenen Korrelationsfunktionen notwendigen Halbwertsbreiten der Streukörperverteilung liegen nach Gl. (43) zwischen 2 und 18 km, während die den Modellen entsprechenden Halbwertsbreiten nur $a_{0,5} = \frac{5{,}1}{\beta} = 1$ km bis maximal 2 km betragen. Der naheliegendste Weg zur Korrektur des Modells ist eine Änderung der Annahmen über die Größe der Vorwärtsstreuung des einzelnen Streukörpers bzw. über die Bündelungsschärfe des Streustrahlungsdiagramms der einzelnen Streukörper.

Nach der Theorie von *Booker-Gordon* erhält man für den Streukoeffizienten pro Volumeneinheit des streuenden Volumens

$$\sigma(\Theta) = \frac{\left(\overline{\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}}\right)^2 \cdot \left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)^3}{\lambda\left[1 + \left\{\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right)\sin\frac{\Theta}{2}\right\}^2\right]^2}. \qquad (44)$$

Man nimmt bei der weiteren Durchführung der *Booker-Gordon*-Theorie an, daß $4\pi l/\lambda \sin 1/2\,\Theta \ll 1$. Dazu ist notwendig, daß der Radius l der Turbulenzkörper genügend groß sei. Refraktometermessungen haben gezeigt, daß $s = 2\pi l$ im Bereich von 18 bis 128 m zu suchen ist mit einem Mittelwert von $s = 52$ m. Damit liegt $4\pi l/\lambda \sin 1/2\,\Theta$ für den Fall Darmstadt—Bielstein zwischen 1,2 und 8,7. Für die kleineren Werte von s darf $4\pi l/\lambda \sin 1/2\,\Theta$ also sicher nicht mehr vernachlässigt werden. Das Streudiagramm der einzelnen Streukörper nähert sich in diesem Fall immer mehr dem des isotropen Strahlers. Gleichzeitig wächst das streuende Volumen, da infolge der schwächeren Bündelung auch weiter seitab liegende Streukörper an der Gesamtstreuung beteiligt werden. Führt man die Rechnung am *Booker-Gordon*-Modell weiter unter Annahme isotroper Streuer durch, so erhält man für die vertikale Halbwertsbreite $a_{0,5} = 8$ km, während die azimutale Halbwertsbreite etwa $d/4$ beträgt. (Die azimutale Halbwertsbreite des streuenden Volumens erscheint bei dieser Annahme vom Empfangsort gesehen unter einem Winkel von $\pm 33^0$.) Das sind Werte, die den beobachteten Halbwertsbreiten wesentlich besser entsprechen. Man darf also wohl den Schluß ziehen, daß während eines größeren Prozentsatzes der Beobachtungszeit kleinere Streukörper mit geringer Vorwärtsbündelung für die Übertragung verantwortlich sind, als bisher angenommen wurde.

4. Weitere Korrelationsfunktionen

Bis hierher wurde von der Korrelation der Empfangsspannungen im Raume gesprochen. Die Untersuchung dieser Korrelationsfunktionen gestattet Rückschlüsse auf die räumliche Verteilung der Intensität der Streukörper. Die Untersuchung der zeitlichen Autokorrelationsfunktion der Empfangsspannung einer einzigen Antenne liefert unter anderem das Schwundfrequenzspektrum des Schwundvorganges und gestattet Rückschlüsse auf die Bewegung bzw. die Geschwindigkeit der Streukörper [9]. Die normierte zeitliche Autokorrelationsfunktion ist allgemein definiert durch

$$\varrho(\tau) = \frac{\frac{1}{2T}\int_{-T}^{+T} E(t)\,E(t+\tau)\,\mathrm{d}t}{\frac{1}{2T}\int_{-T}^{+T} E^2(t)\,\mathrm{d}t}. \qquad (45)$$

Für den speziellen Fall einer Wolke von Streukörpern, in der sich die Streukörper mit der mittleren quadratischen Geschwindigkeit $u\sqrt{3}$ bewegen, liefert eine einfache Überlegung, die auf dem Dopplereffekt beruht, für die Autokorrelationsfunktion den Ausdruck

$$\varrho(\tau) = \exp\left[-(2\pi\sigma\tau)^2\right], \qquad (46)$$

während für das Leistungsspektrum gilt

$$G(f) \approx \exp\left[-\frac{(f-f_0)^2}{2\sigma^2}\right]. \qquad (47)$$

Dabei ist σ gegeben durch

$$\sigma = 2 f_0 \frac{u}{c}\left[\sin\frac{\Theta}{2}\right] = \frac{2u}{\lambda}\sin\frac{\Theta}{2}. \qquad (48)$$

f_0 ist die Trägerfrequenz der untersuchten Welle und Θ der Streuwinkel, c die Lichtgeschwindigkeit. σ ist unmittelbar die von einem mit der Geschwindigkeit u senkrecht zur Sende-Empfangsrichtung bewegten Streukörper erzeugte Dopplerfrequenz. Mit Hilfe der Gln. (46) bis (48) ist es offenbar möglich, auf die Bewegungsvorgänge im streuenden Volumen rückzuschließen. Für die Empfangsspannung selbst erhält man wichtige Informationen über die Größe der Schwundfrequenzen und ihre intensitätsmäßige Verteilung.

Weitere Aussagen lassen sich über die Hüllkurve der Empfangsspannung machen. Die Zahl n der Schwundmaxima während einer Sekunde ist gegeben durch den Ausdruck

$$n = 2{,}52 \cdot \sigma = 5{,}04\,\frac{u}{\lambda}\sin\frac{\Theta}{2}. \qquad (49)$$

Schließlich ist noch eine weitere Korrelationsfunktion von Bedeutung, nämlich diejenige für die Empfangsspannungen benachbarter Frequenzen. Hierfür findet man die Beziehung

$$\varrho(f_2 - f_1) = \exp\left[-(2\pi\sigma_c)^2 (f_2 - f_1)^2\right] \qquad (50)$$

mit

$$\sigma_c = 2a\left[\sin\frac{\Theta}{2}\right]\frac{1}{c};$$

a ist der Radius des streuenden Volumens.

Für die Strecke Bielstein—Darmstadt wird beispielsweise mit $a = 12$ km die Halbwertsbreite für die Frequenz $(f_2 - f_1)_{0,5} \approx 10^5$ Hz. Bereits bei einem Frequenzabstand von 100 kHz wäre ein Abfall des Korrelationskoeffizienten zwischen den Empfangsspannungsumhüllenden auf 0,5 zu erwarten. Bei Frequenzdiversity müßte also der Frequenzabstand in dieser Größenordnung gewählt werden.

Die drei besprochenen Korrelationsfunktionen seien nochmals zusammengestellt. Die räumliche Korrelationsfunktion ist

$$\varrho(s) = \exp\left[-\left(\frac{k\,s\,a}{d}\right)^2\right]. \qquad (51)$$

Bei vorgegebener Wellenlänge λ und Entfernung d liefert die experimentelle Ermittlung dieser Funktion

die Halbwertsbreite $a_{0,5} = 0{,}834\,a$ der Streukörperverteilung. Die Frequenzkorrelation für die Abschätzung des Frequenzdiversityabstandes ist gegeben durch

$$\varrho(f_2 - f_1) = \exp\left[-\left(4\pi\frac{a}{c}\sin\frac{\Theta}{2}\right)^2 (f_2 - f_1)^2\right]. \quad (52)$$

Nach Einsetzen der aus Gl. (51) gewonnenen Halbwertsbreite a findet man für die Diversityhalbwertsbreite die Frequenz

$$f_2 - f_1 = \frac{0{,}834\,c}{4\pi a \cdot \sin\Theta/2} = \frac{0{,}834\,c\,r_E}{2\pi a \cdot d}. \quad (53)$$

Schließlich liefert die Autokorrelationsfunktion nach der Zeit

$$\varrho(\tau) = \exp\left[-(2\pi\sigma_a\tau)^2\right] \quad (54)$$

das Leistungsspektrum für die Schwundfrequenzen

$$G(f) = \exp\left[-\frac{(f - f_0)^2}{2\sigma_a^2}\right] \quad (55)$$

und $\sigma_a = 2f \cdot \frac{u}{c}\sin\frac{\Theta}{2}$. Die zugeordneten Fouriertransformierten für $R(s)$ und $R(f_2 - f_1)$ liefern die räumliche Periodizität der Feldstärkeverteilung.

Neben der Wichtigkeit dieser Beziehungen für die Praxis der Raum-, Zeit- und Frequenzdiversity ist auch ihre Bedeutung für die Erforschung der Ausbreitungsmechanik nicht zu unterschätzen. Für den Aufbau, die Ausdehnung und sonstige physikalische Eigenschaften des streuenden Mediums lassen sich wichtige Schlüsse ziehen und einfache und wohldefinierte Parameter ableiten.

Mit der vorliegenden Arbeit war beabsichtigt, in die Bedeutung und Anwendung der neuen statistischen Funktionen für die Wellenausbreitung einzuführen. Dabei konnte das Gesamtproblem keineswegs erschöpfend behandelt werden. Die Zahl der einschlägigen meßtechnischen Untersuchungen ist vorläufig noch relativ gering. Der Ausbau des Verfahrens und die Ausweitung in der Anwendung läßt für die Zukunft noch zahlreiche wertvolle Ergebnisse erwarten.

Schrifttum

[1] *J. Großkopf:* Die Verfahren zur Ermittlung der Versorgungswahrscheinlichkeit im Feld eines von beliebig vielen Störsendern beeinflußten Nutzsenders. Techn. Hausmitt. NWDR, Sonderheft: Unterlagen für UKW-Netzplanungen, 1952.

[2] *F. A. Fischer:* Die grundlegenden Begriffe und Gesetze der Frequenzanalyse. Fernmeldeingenieur, Heft 10, 1952.

[3] *J. Großkopf:* Über den augenblicklichen Stand der Forschung auf dem Gebiet der troposphärischen Streustrahlung. Teil I NTZ 9 (1956), Heft 6; Teil II NTZ 9 (1956), Heft 7.

[4] Techn. Bericht Nr. 5527 aus dem Fernmeldetechn. Zentralamt. 15. 3. 1957.

[5] *J. Großkopf:* Vortrag: NTG-Fachtagung „Funktechnik", Ulm (Donau), Sept. 1957, erscheint in den NTF.

[6] *H. G. Booker* und *W. E. Gordon:* A Theory of Radio Scattering in the Troposphere. Proc. IRE, April 1950.

[7] *K. A. Norton, P. L. Rice, H. B. Janes* und *A. P. Barsis:* The rate of Fading in Propagation through a turbulent Atmosphere. Proc. IRE, Okt. 1955, S. 1341.

[8] *H. Staras:* Forward Scattering of Radio Waves by anisotropic Turbulence. Proc. IRE, Okt. 1955, S. 1374.

[9] *S. O. Rice:* Statistical Fluctuations of Radio Field Strength far beyond the Horizon. Proc. IRE, Febr. 1953, S. 274.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 12, DEZEMBER 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Die horizontalen Richtdiagramme von Rhombus-Empfangsantennen bei Kurzwellenübertragungswegen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

Von **H. Bohnenstengel, W. Kronjäger** und **K. Vogt**

DK 621.396.677.43

Mit 10 Bildern

Einleitung

Die Messung der Richtdiagramme von Kurzwellen-Empfangsantennen bei Empfang weit entfernter Sendestationen ist erst in den letzten Jahren mit ausreichender Genauigkeit durchgeführt worden. Der Vollversammlung des CCIR in Warschau 1956 wurden von verschiedenen Fernmeldeverwaltungen Dokumente zur Frage der Richtwirkung von Antennen auf große Entfernung vorgelegt. Nach der Empfehlung Nr. 162 über den Gebrauch von Richtantennen, insbesondere von Rhombusantennen, im kommerziellen Linienverkehr bis 30 MHz (Use of Directional Antennae) sollen die Werte für die Nebenzipfel- und Rückstrahldämpfung und die zugehörigen Winkelwerte in Abhängigkeit von der Frequenz in Tabellen angegeben werden. Die Frage Nr. 81/III (Directivity of Antennae at Great Distances) und das Studienprogramm Nr. 85/III (Improvement Obtainable from the Use of Directional Antennae) enthalten die Beschlüsse der CCIR-Vollversammlung, Warschau 1956, über das weitere Studium der Antennen-Richtwirkung bei Kurzwellenübertragungswegen.

Die möglichen Abweichungen zwischen den theoretischen bzw. den in geringer Entfernung von der Antenne gemessenen Richtdiagrammen und den Werten bei Fernempfang sind ganz allgemein durch die azimutalen und vertikalen Schwankungen des Einfallswinkels bei Kurzwellenübertragungswegen gegeben. Über die Großkreisabweichungen kommerzieller Funklinien haben *W. Kronjäger* und *K. Vogt* kürzlich berichtet [1]. Die Werte der azimutalen Winkelschwankungen betragen in 98 % der Beobachtungsfälle, je nach der Übertragungslinie, $\pm 2^0$ bis $\pm 5^0$. Die Untersuchungen der vertikalen Einfallswinkel werden seit längerer Zeit mit einer MUSA-Anlage (Antenne mit vertikal steuerbarer Richtcharakteristik) von *H. Bohnenstengel* auf der Überseefunkempfangsstelle Lüchow durchgeführt. Sie zeigen, daß bei Entfernungen von etwa 2000 km Winkelgebiete um 10^0 und 20^0 auftreten, während bei Überseeverbindungen überwiegend die flachen Winkel im Bereich von 10^0 die Übertragung bestimmen. Bei kürzeren Entfernungen werden, bestimmt durch die Geometrie des Übertragungsweges, steilere Winkel um 20^0 gemessen [2]. Voraussetzung für diese Winkelmessungen und für die im folgenden zu beschreibenden Versuche ist das Vorhandensein des Reflexionsmodus für die betreffende Übertragungsstrecke.

Messungen

Die Messungen des horizontalen Richtdiagramms bei Weitverkehrsstrecken wurden an der Standard-Rhombusantenne der Überseefunkempfangsstelle Eschborn für einige Frequenzen durchgeführt. Die Abmessungen dieser Antenne sind:

Seitenlänge $l = 115$ m, Höhe H über Erde $= 20$ m, halber stumpfer Winkel $\Phi = 75^0$.

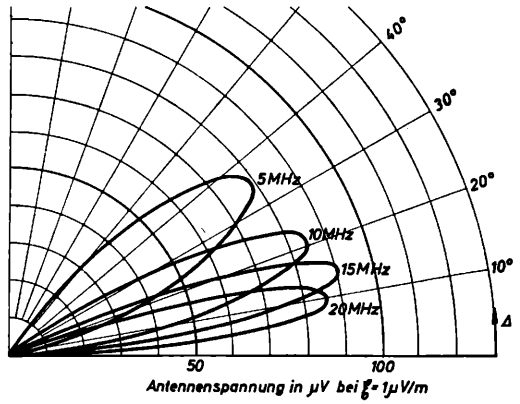


Bild 1. Vertikalkennlinien der Standard-Rhombusantenne

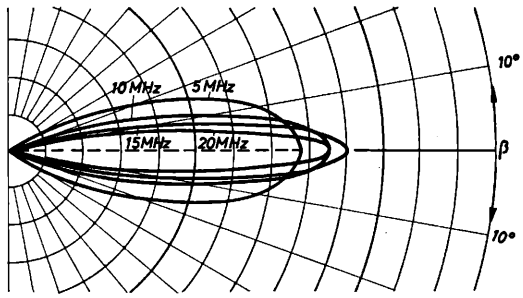


Bild 2. Horizontalkennlinien der Standard-Rhombusantenne (Hauptkeule für horizontale Polarisation)

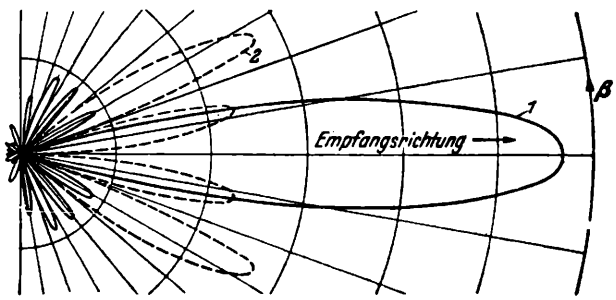


Bild 3. Berechnete Horizontalkennlinie einer Rhombusantenne für horizontal (1) und vertikal (2) polarisierte Strahlung
$l = 4{,}1\ \lambda$ $H = 0{,}83\ \lambda$ $\Phi = 72{,}5^0$

Die Bilder 1 und 2 zeigen die gerechneten vertikalen und horizontalen Richtdiagramme für vier Frequenzen im Bereich von 5 bis 20 MHz in Polarkoordinaten. Dargestellt sind nur die Hauptzipfel. Die Kennlinien in Bild 2 beziehen sich jeweils auf den Hauptempfangswinkel nach Bild 1 und sind nur unter Berücksichtigung der horizontal polarisierten Welle berechnet. Die berechneten Kennlinien eines reflexionsfrei abgeschlossenen Empfangsrhombus unter Annahme vernachlässigbarer Dämpfung (Ohmscher und Strahlungsdämpfung), konstanten Wellenwiderstandes und gut leitenden Bodens, getrennt für die horizontal und vertikal polarisierte Komponente der einfallenden Strahlung, zeigt das Bild 3 [3].

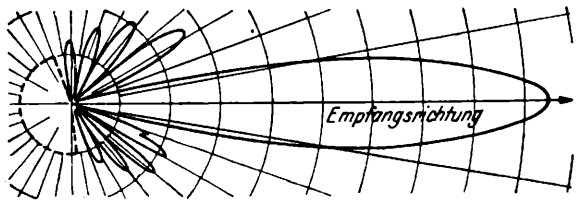


Bild 4. Gemessene Horizontalkennlinie einer Rhombusantenne

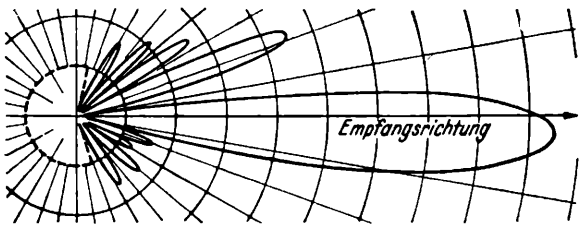


Bild 5. Gemessene Horizontalkennlinie einer Rhombusantenne

In der Hauptempfangsebene wird die Antenne nur durch den horizontal polarisierten Strahlungsanteil erregt. Die Nebenzipfeldämpfung wird wesentlich durch den vertikal polarisierten Strahlungsanteil bestimmt. Bild 4 zeigt das mit einem Versuchsflugzeug [4] ausgeflogene Diagramm einer entsprechend Bild 3 bemessenen Antenne. Das Flugzeug umkreiste die Antenne unter einem Erhebungswinkel von 17,5° in einem Abstand von 3 km. Der im Flugzeug aufgestellte Sender strahlte bei einer Frequenz von 12 MHz über einen waagerechten Dipol völlig horizontal polarisierte Strahlung ab. Daß auf eine vollständig horizontale Polarisation des Meßfeldes besonders zu achten ist, zeigt Bild 5 mit einem Horizontaldiagramm der gleichen Antenne, jedoch ausgeflogen mit einer anderen Maschine, bei der sich eine ungestörte horizontale Polarisation nicht in dem gleichen Maß erreichen ließ. Eine mitausgestrahlte vertikale Strahlungskomponente rief eine starke Unsymmetrie der Kennlinie hervor, die mit der Umkreisungsrichtung um die Antenne wechselte. In Bild 3 zeigt die gestrichelte Kurve die berechnete Horizontalkennlinie der Antenne für vertikale Polarisation. Da die Phase für diese Kennlinie bei Überschreiten der Richtung $\beta = 0^0$ um 180° springt, ist die Unsymmetrie der Messungen von Bild 4 und insbesondere von Bild 5 verständlich. Die Messung der Horizontalkennlinie von Rhombusantennen bereitet also bereits bei geringen Entfernungen mit Hilfe von Meßsendern Schwierigkeiten.

Die tatsächlichen Empfangskennlinien dieser Antennentype bei beliebiger Polarisation der einfallenden Strahlung konnten erst gemessen werden, nachdem statistische Meßmethoden und Geräte entwickelt waren. Diese Meßtechnik ermöglicht nunmehr genaue Zahlenangaben bei Untersuchungen der schwankenden Amplituden des Kurzwellenfeldes.

Die Messung der horizontalen Kennlinie einer Empfangsantenne läßt sich bei einer mechanisch drehbaren Antenne verhältnismäßig einfach durchführen. Zur Untersuchung des Diagramms für eine festgelegte Fre-

Tafel 1

Sendestation	Rufzeichen	Frequenz kHz	Lage	Entfernung km	Azimut rwN
Ankara	TAK 4 TAF 5	20495 14482,5	39° 43′ N 32° 49′ O	2200	112
Athen	SYN	10705	38° 00′ N 23° 52′ O	1800	132,5
Bogota	HJY 22	22760	4° 35′ N 74° 04′ W	9200	268
Istanbul	TAJ 6	13532	41° 04′ N 28° 57′ O	1950	120
Cairo	SUW 44	10175	30° 16′ N 31° 22′ O	2900	131
Lima	OCB 39	14745	12° 06′ S 77° 00′ W	10800	259
Lissabon	CUA 50	9945	38° 44′ N 9° 14′ W	1850	235
New York	WEE 39	19810	40° 55′ N 72° 56′ W	6100	294
	WEE 78	18830			
	WEE 98	18755			
	WWV	15000			
	WED 64	14615			
	WEL 34	14364			
	WFK 53	13791			
	WED 73	13652			
Osaka	JAL 34	22935	34° 31′ N 135° 33′ O	9250	41
	JAL 5	18047,5			
Reykjavik	TFJ 39	13965	64° 05′ N 21° 50′ W	2400	323
Rom	IRG	9805	41° 26′ N 12° 27′ O	1070	162
Rugby	MSF	10000	52° 22′ N 1° 11′ W	720	294
Tanger	WWH 65	15655	35° 38′ N 5° 55′ W	1980	221
	WWH 34	14573,5			
	WWC 93	13765			
	WWF 70	10187,5			
Teheran	EPO 2	14765	35° 43′ N 51° 27′ O	3750	99
	EPX	16375			

Lage der Empfangsstation Eschborn: 50° 08′ N
8° 33′ O

quenz und Sendestation wird die Empfängereingangsspannung für eine Reihe von Azimutwerten mit Hilfe von Häufigkeitszählern durch die Medianwerte aus Beobachtungsintervallen von 15 min bestimmt. Langzeitliche Änderungen der Empfangsfeldstärke werden dabei durch die gleichzeitige Messung mit einer Rundstrahlantenne ausgeschaltet. Durch eine Wiederholung dieser Messungen und die statistische Mittelwertbildung der auf die Rundantenne bezogenen Gewinnwerte für bestimmte Azimute kann das horizontale Richtdiagramm der Empfangsantenne zuverlässig gemessen werden. Messungen nach diesem Verfahren sind für eine Doppel-Yagi-Antenne mit vertikalen Elementen von *R. Silberstein* durchgeführt worden [5].

Bei den räumlichen Abmessungen einer Rhombusantenne muß zur Aufnahme der Horizontalkennlinie eine Anzahl von Antennen des gleichen Baumusters mit verschiedenen Azimutwerten zur Verfügung stehen. Das ist bei der Überseefunkempfangsstelle Eschborn der Fall. Hier sind Standard-Rhombusantennen für 13 verschiedene Azimutwerte vorhanden (42°, 47°, 51°, 87°, 94°, 113°, 131°, 222°, 227°, 231°, 267°, 293°, 311°). Zur genauen Ausmessung des Diagramms für die Frequenzen um 10, 15 und 20 MHz mußten jeweils mehrere frequenzbenachbarte Sendestationen mit verschiedenem Azimut empfangen werden.

Die Messungen wurden in zwei Zeitabschnitten vom 27. 6. bis 17. 7. 1956 und vom 22. 3. bis 30. 10. 1957 durchgeführt (tägliche Beobachtungszeit von 07.30 h bis 16.00 h MEZ). Die Tafel 1 enthält die beobachteten Stationen mit den Angaben der Rufzeichen und Frequenzen, der Lage, der Entfernung und des rechtweisenden Azimuts, bezogen auf Eschborn. Bei jedem Azimutwert wurden 20 Meßreihen durchgeführt.

Für die 10 %-Streuung σ_M der auf die vertikale Vergleichsantenne bezogenen Gewinnwerte des Empfangsrhombus ergaben sich bei der Mittelung über alle Richtungen die Werte der Tafel 2.

Tafel 2

Frequenz MHz	σ_M dB	σ_σ dB	σ_M^* dB
10	3,9	1,3	2,7
15	3,4	1,7	2,6
20	2,9	1,0	2,0

Die Tafel 2 enthält außerdem die Streuung σ_σ des Kollektivs der σ_M-Werte und die auf das Hauptazimut bezogene Streuung σ_M^*.

Die Meßwerte für die Frequenzen um 10, 15 und 20 MHz sind in Bild 6 bis 10 eingetragen. Gleichzeitig enthalten diese Bilder die gerechneten Richtdiagramme der reflexionsfrei abgeschlossenen Rhombusantenne (D) unter Berücksichtigung des horizontal und vertikal polarisierten Strahlungsanteils (D_H und D_V). Während des größten Teiles der Beobachtungszeit wird die Polarisationsphase der einfallenden Welle willkürlich sein [6], so daß sich der wahrscheinlichste Wert für die resultierende Richtverteilung aus der folgenden Beziehung ergibt:

$$D = \sqrt{D_V^2 + D_H^2}.$$

Bei der Berechnung wurde der Erdboden als vollkommen leitend angenommen. Der sich gegen den wirklichen Fall endlicher Bodenleitfähigkeit ergebende Fehler ist in dem untersuchten Frequenzbereich gering. Die

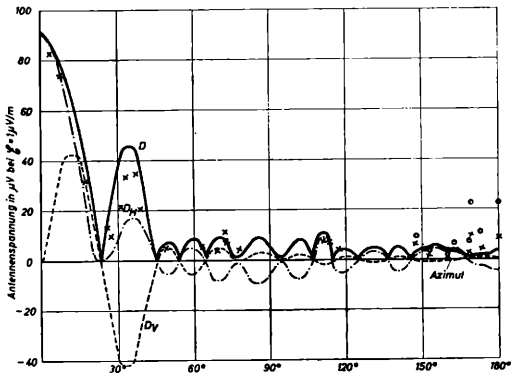


Bild 6. Horizontalkennlinie der Standard-Rhombusantenne für 10 MHz und $\Delta = 20°$ (ausgezogene Kurve D)
—·— Anteil D_H für horizontale Polarisation
– – – Anteil D_V für vertikale Polarisation
× Meßpunkte bei einseitigen Antennen
o Meßpunkte bei Antennen mit Richtungsumkehr

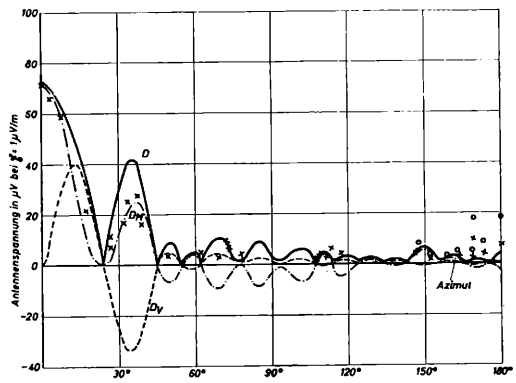


Bild 7. Horizontalkennlinie der Standard-Rhombusantenne für 10 MHz und $\Delta = 15°$

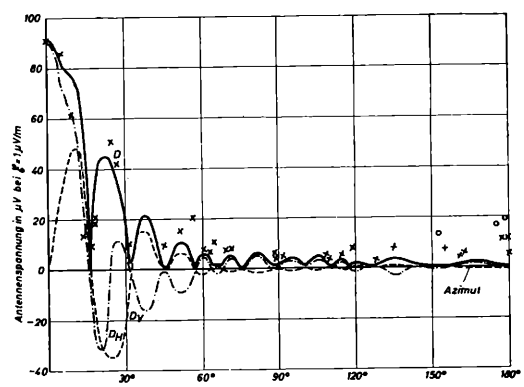


Bild 8. Horizontalkennlinie der Standard-Rhombusantenne für 15 MHz und $\Delta = 15°$

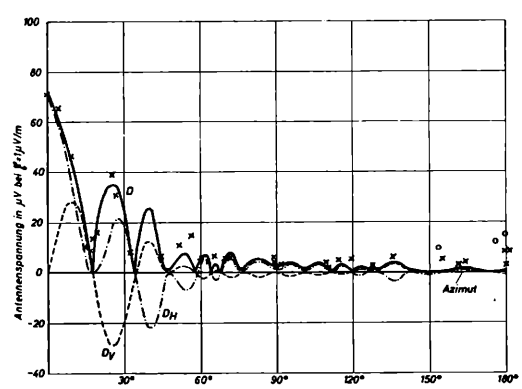


Bild 9. Horizontalkennlinie der Standard-Rhombusantenne für 15 MHz und $\Delta = 10°$

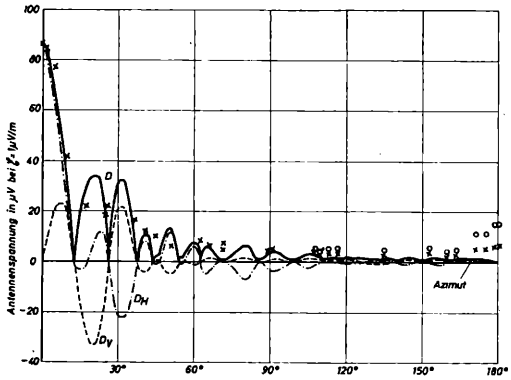


Bild 10. Horizontalkennlinie der Standard-Rhombusantenne für 20 MHz und $\Delta = 10^0$

Übereinstimmung der Richtdiagramme von Rhombusantennen gleicher Bauart bezogen auf das Hauptazimut und unter Berücksichtigung der Dämpfung der Zuleitungskabel war in besonderen Versuchsreihen hinreichend überprüft worden. Die Abweichung betrug im Mittel ± 1 dB.

Unter den in Bild 6 bis 10 gewählten Einfallswinkeln ist die Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung bei 10 MHz für $\Delta = 20^0$, siehe Bild 6 und 7, bei 15 MHz für $\Delta = 10^0$, siehe Bild 8 und 9, und bei 20 MHz für $\Delta = 10^0$, siehe Bild 10, als gut zu bezeichnen. Nach den einleitenden Bemerkungen über die auftretenden vertikalen Einfallswinkel ist dieses Ergebnis zu erwarten. Bei der Frequenz um 10 MHz wurden Sender aus den Entfernungsbereichen um 1000 km und 2000 km empfangen. Wegen des für diese Frequenz vorgegebenen Vertikaldiagramms (siehe Bild 1) wird überwiegend nur die Winkelgruppe um 20° gemessen. Bei den Frequenzen um 15 und 20 MHz wird bei transatlantischen Entfernungen nur die Winkelgruppe um 10° empfangen. Die bei Entfernungen um 2000 km noch auftretende steilere Winkelgruppe wird bei Frequenzen um 15 MHz durch die Senderichtantenne wesentlich gedämpft.

Aus den Diagrammen (Bild 6, 9 und 10) lassen sich für die Nebenzipfeldämpfung (1. Nebenzipfel) und die Rückstrahldämpfung die in Tafel 3 eingetragenen Werte entnehmen.

Tafel 3

Frequenz MHz	Nebenzipfeldämpfung dB	Rückstrahldämpfung dB	
		für einseitige Antennen	für Antennen mit Richtungsumkehr
10	6	21	12
15	6	19	14
20	8	23	15

Die Rückstrahldämpfung einseitig gerichteter Rhombusantennen liegt um 20 dB in Übereinstimmung mit den Werten, die aus den Dokumenten zur CCIR-Vollversammlung, Warschau 1956, bekanntgeworden sind. Für Antennen mit Richtungsumkehr ist die Rückstrahldämpfung kleiner, da hier an Stelle des Abschlußwiderstandes ein Übertrager oder eine Energieleitung mit nicht vermeidbarer Stoßstelle an die Antenne angeschlossen ist.

Die bei den betrieblichen Rhombusantennen mit einem festen Abschlußwiderstand über einen großen Frequenzbereich erreichbare Rückstrahldämpfung von etwa 20 dB reicht allerdings nicht zur Unterdrückung von Rückwärtsechos aus. Die erforderlichen Werte von etwa 35 bis 40 dB lassen sich nur durch zusätzliche Abstimmglieder oder durch Kombinationen mehrerer Rhombusantennen unter Einschränkung der Breitbandigkeit erreichen. Ein weiterer Nachteil der einfachen Rhombusantenne ist die geringe Nebenzipfeldämpfung von 6 bis 8 dB.

Verbesserung der Richteigenschaften der Rhombusantennen durch Antennenkombinationen

Es ist zunächst selbstverständlich, daß sich die Richteigenschaften einer Antenne durch die Kombination mehrerer Elemente verbessern lassen. Für Rhombusantennen hat dies — nach Untersuchungen zur MUSA-Anlage [7] — zuerst *W. N. Christiansen* durchgeführt und die räumlichen Richtdiagramme in übersichtlicher Form dargestellt [8, 9]. Durch eine Kombination von vier gleichen Rhombusantennen (zwei im Abstand der kleinen Diagonale aufgestellte Antennengruppen, wobei jede Gruppe aus zwei Rhombusantennen besteht, die in Richtung der großen Diagonale versetzt sind) wird eine wesentliche Verbesserung der Richteigenschaften erreicht. Die Unterdrückung der vertikalen Nebenzipfel wird besonders dadurch erzielt, daß jedes der vier Elemente aus zwei übereinander angeordneten Antennen besteht.

Eine etwas abgeänderte doppelte Rhombusantenne wurde von *G. S. Ajsenberg* vorgeschlagen [10]. Sie besteht aus zwei übereinander angeordneten und in der Richtung der kleinen Diagonalen gegeneinander verschobenen Einzelrhomben. Die Verschiebung liegt dabei in der Größenordnung der Bauwelle der Antenne. Die Gegenüberstellung der horizontalen Richtdiagramme der einfachen und der doppelten horizontalen Rhombusantenne zeigt die wesentliche Verringerung der Nebenzipfel bei der Kombination. Die Bandbreite der Anlage wird dabei auf einen Frequenzbereich von etwa 2 : 1 eingeschränkt.

Über breitbandige Dipolwände mit gedämpften Strahlungselementen hat vor kurzem *K. Fischer* berichtet [11]. Das Einzelelement besteht aus einer vertikalen Breitbandantenne. Mit vier in einer Ebene angeordneten Antennen lassen sich horizontale Richtdiagramme erzielen, die in einem Frequenzbereich von 2 : 1 für viele Anwendungsfälle eine ausreichende Bündelung haben. Durch die Hinzunahme einer Reflektorwand wird die einseitige Richtwirkung erreicht.

Schwundhäufigkeit

Zum Abschluß werden noch einige Messungen über die Schwundhäufigkeit bei Empfang mit der Standard-Rhombusantenne und der vertikalen Vergleichsantenne (Rundstrahlantenne von Telefunken) mitgeteilt. Unter Schwundhäufigkeit ist dabei die Zahl der Unterschreitungen eines bestimmten Spannungsniveaus in dem Zeitraum von 1 min verstanden. Die Antennenspannungen von Rhombusantenne und Vertikalstrahler werden gleichzeitig über zwei Empfangsanlagen mit Häufigkeitszählern gemessen — zur Bestimmung des Medianwertes E_m in dB der Eingangsspannungen — und mit Stromschreibern — zur Aufzeichnung der Amplitudenschwankungen. Für die Spannungsniveaus $E_m - 10$ dB und $E_m - 15$ dB lassen sich aus den Schreibstreifen für die Beobachtungsintervalle von 6 min die Niveauunterschreitungen entnehmen. Aus einer großen Zahl solcher

Messungen ergibt sich dann durch statistische Auswertung der 50 %- und der 10 %-Wert der Schwundhäufigkeit. Die Messungen wurden an zwei Übertragungsstrecken verschiedener Länge durchgeführt, Tafel 4, und die Ergebnisse in Tafel 5 zusammengestellt.

Tafel 4

Sendestation	Beobachtungszeitraum	Beobachtungszeit in MEZ täglich	Rufzeichen	Frequenz kHz	Entfernung km
Ankara	22.—27. 11. 56	09.30—14.00	TAF 5	14482,5	2200
New York	6.—13. 11. 56	14.00—16.30	WEK 98	18755	6100

Tafel 5

Sendestation	Gewinn dB	Schwundhäufigkeit/min E_m — 10 dB Rhombus 50 %	10 %	Stab 50 %	10 %	E_m — 15 dB Rhombus 50 %	10 %	Stab 50 %	10 %	Zahl der Messungen
Ankara	18,0	2,58	4,33	3,33	5,09	1,08	1,92	0,83	1,67	43
New York	21,0	3,67	5,17	3,67	5,17	0,75	1,58	0,75	1,58	50

Die angegebenen Werte der Schwundhäufigkeit/min beziehen sich nur auf die durch die Mehrwegeausbreitung bedingten schnellen Amplitudenschwankungen des Empfangsfeldes. Die Werte sind bei beiden Antennenformen praktisch gleich, was im Hinblick auf die Lage und Breite der vertikalen Richtkeule der Rhombusantenne (Bild 1) und die auftretenden Einfallswinkel zu erwarten ist. Trotz der verschiedenen Entfernungen beider beobachteten Stationen sind die Werte nur wenig unterschiedlich. Dieses Ergebnis und auch der Absolutbetrag der Schwundhäufigkeit/min sind in guter Übereinstimmung mit den von anderer Seite mitgeteilten Werten [12]. Die Tafel 5 enthält noch die Medianwerte des Gewinns der Rhombusantenne bezogen auf die Vertikalantenne.

Zusammenfassung

Durch die Vollversammlungen des CCIR in London 1953 und Warschau 1956 war die Frage nach der Richtwirkung von Kurzwellen-Richtantennen, insbesondere von Rhombusantennen, die überwiegend bei den kommerziellen Stationen eingesetzt sind, gestellt worden. Die Messung der horizontalen Richtdiagramme dieser Antennen war bei den Besonderheiten des Kurzwellen-Empfangsfeldes erst durch die Entwicklung der statistischen Meßmethoden möglich.

Das horizontale Richtdiagramm der Standard-Rhombusantenne der Überseefunkempfangsstelle Eschborn wurde durch Vergleich mit einer Rundstrahlantenne mit einer Doppelempfangsanlage und Häufigkeitszählern bei den Frequenzen um 10, 15 und 20 MHz gemessen. Die für die einzelnen Azimutwerte erhaltenen Meßpunkte stimmen für den Haupt- und die wesentlichsten Nebenzipfel sehr gut mit den bei willkürlicher Polarisationsphase der einfallenden Welle gerechneten Werten überein. Der den Diagrammen zu entnehmende Wert für die Rückstrahldämpfung einseitiger Rhombusantennen liegt bei 20 dB, der Wert für die Nebenzipfeldämpfung bei 6 bis 8 dB. Diese niedrigen Dämpfungswerte für die Rhombusantenne lassen sich bei Verwendung von Kombinationen aus Rhombusantennen weitgehend verbessern. Dabei ist die Beschränkung der Breitbandigkeit solcher Antennenkombinationen auf einen Frequenzbereich von 2 : 1 kein Nachteil, da die einfache Rhombusantenne mit Rücksicht auf den Frequenzgang des vertikalen Strahlwinkels der Hauptkeule und des Übertragungswinkels der Funkstrecke ohnedies nur in einem solchen Frequenzbereich einsetzbar ist [13].

Einige Werte über die auf zwei verschiedenen Übertragungsstrecken gemessenen Schwundhäufigkeiten pro Minute werden mitgeteilt.

Anhang

Zur Empfehlung Nr. 162 der CCIR-Vollversammlung Warschau 1956

Für die im kommerziellen Linienverkehr verwendeten Rhombusantennen sind drei Winkel im Horizontaldiagramm von Bedeutung:

M Hauptwinkel, der nur die Hauptkeule umfaßt
A Winkel A_1 und A_2 des ersten oder der beiden Nebenzipfel zu beiden Seiten der Hauptkeule
B Restwinkel

Tafel 6

Frequenz in MHz	Medianwert des Gewinns bezogen auf die Hauptstrahlrichtung in dB: Hauptrichtung	im Winkelbereich *A*	im Winkelbereich *B* für einseitige Antennen	im Winkelbereich *B* für Antennen mit Richtungsumkehr	Winkelbereich $\frac{1}{2}M$	$A_1 = A_2$	$\frac{1}{2}B$
10	0	— 6	— 21	— 12	23	22	135
15	0	— 6	— 19	— 14	18	29	133
20	0	— 8	— 23	— 15	13	24	143

Die Tafel 6 zeigt die Medianwerte des Gewinns bezogen auf die Hauptstrahlrichtung in den drei Winkelbereichen und die Größe dieser Bereiche für eine Rhombusantenne mit $l = 115$ m, $H = 20$ m und $\Phi = 75^0$ bei den Frequenzen 10, 15 und 20 MHz, gemessen bei Weitverkehrsstrecken.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *W. Kronjäger* und *K. Vogt*, Über die azimutalen Schwankungen des Einfallswinkels bei Kurzwellenübertragungswegen. NTZ 8 (1955), S. 537—540.

[2] *J. Großkopf* und *K. Vogt*, Einfallswinkelmessungen im Kurzwellenbereich. Telegr.-, Fernspr.-, Funk- und Fernseh-Technik 30 (1941), S. 19—22.

[3] *J. Großkopf*, Rhombusantennen. Elektrotechn. Zeitschrift 64 (1943), H. 31/32, S. 415—422.

[4] *G. Rösseler* und *K. Vogt*, Beschreibung der Empfangseinrichtung des Versuchsflugzeuges der Forschungsanstalt der Deutschen Reichspost (RPF). Telegr.-, Fernspr.-, Funk- und Fernseh-Technik 30 (1941), S. 247—251.

[5] *R. Silberstein*, The long-distance horizontal radiation pattern of a high-frequency antenna. National Bureau of Standards Report Nr. 3538, Juli 1955;
s. a. IRE-Transactions on Antennas and Propagation, AP-5, Nr. 4, Oktober 1957.

[6] *J. Großkopf* und *K. Vogt*, Polarisationsmessungen im Kurzwellenbereich. Telegr.-, Fernspr.-, Funk- und Fernseh-Technik 29 (1940), S. 360.

[7] *H. T. Friis und C. B. Feldman*, A multiple unit steerable antenna for short wave reception. Proc. I. R. E. 25 (1937), S. 841;
s. a. Taschenbuch der Hochfrequenz-Technik von *H. Meinke* und *F. W. Gundlach*, Springer-Verlag 1956, S. 438—440.

[8] *W. N. Christiansen*, Directional patterns for Rhombic antennae, A. W. A. Technical Review **7** (1946), Nr. 1, S. 33—51. Auszüge hieraus s. a.:
Antennas, Theory and Practice, von *S. A. Schelkunoff* und *H. T. Friis*, New York, John Wiley & Sons, Inc. 1952, S. 461 und
Radio Antenna Engineering, von *E. A. Laport*, McGraw-Hill Book Company, Inc. New York 1952, S. 338.

[9] *W. N. Christiansen*, Rhombic antenna arrays, A. W. A. Technical Review **7** (1947), Nr. 4, S. 361—383.

[10] *G. S. Ajsenberg*, Kurzwellen-Antennen. Fachbuchverlag Leipzig 1954, S. 290 und 315.

[11] *K. Fischer*, Breitbandige Dipolwände mit gedämpften Strahlungselementen. Vortrag bei der Fachtagung „Funktechnik" der Nachrichtentechnischen Gesellschaft in Ulm/Donau vom 17. bis 19. 9. 1957.

[12] *G. L. Grisdale, J. G. Morris* und *D. S. Palmer*, Fading of long-distance radio signals and a comparison of space- and polarisation-diversity reception in the 6—18 Mc/s range. Proc. I. E. E. Part B, 104 (Jan. 1957), S. 39—51;
s. a. *J. Großkopf*, Statistische Untersuchungen an Kurzwellenübertragungswegen. Fernmeldetechn. Z. 6 (1953), S. 373—378.

[13] *W. Kronjäger* und *K. Vogt*, Über das Verhalten zweier ineinandergestellter Rhombusantennen. NTZ 10 (1957), S. 494—496.

Sonderdruck aus „HOLZ als Roh- und Werkstoff", Bd. 6 (1958), S. 307–310

Springer-Verlag, Berlin · Göttingen · Heidelberg

Die quantitative Bestimmung des Chrom- und Arsengehaltes getränkter Masten durch Aktivierungsanalyse

Quantitative Determination of the Chromium and Arsenic Content of Impregnated Poles by the Activation Analysis

Von **W. Reusse** und **R. Zaubitzer**

Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt

Einleitung — Verfahrenstechnik — Bestimmung des Tränksalzgehaltes — Einzelbestimmung der Tränkkomponenten Chrom und Arsen: Allgemeines; Gehaltsbestimmung an Cr und As aus der zeitlichen Abfallkurve; Gehaltsbestimmungen aus Absorptionsmessungen; Meßergebnisse — Zusammenfassung.

Einleitung

In einer früheren Veröffentlichung[1] in dieser Zeitschrift haben die Verf. erörtert, welche Wege die Radiologie zur Bestimmung des Tränkmittelgehaltes bei chromarsengetränkten Hölzern eröffnet. Hierbei ergeben sich Möglichkeiten für die Anwendung von Röntgenstrahlen wie auch für die Strahlung von aktiven Isotopen.

Schränkt man den gesamten Fragenkreis auf die Aufgabe ein, bei fertig getränkten Hölzern, z. B. Masten, regelmäßig durch Entnahme von Stichproben den Gehalt an Tränkmittel zu bestimmen, so bietet sich ein verhältnismäßig einfaches Verfahren an, das in der erwähnten früheren Veröffentlichung bereits kurz beschrieben wurde.

Man entnimmt aus dem getränkten Holz einen Bohrkern und aktiviert diesen eine Woche lang im Neutronenstrom eines Reaktors. Entsprechend der chemischen Zusammensetzung des Bohrkernes emittiert dieser nach der Aktivierung β- und γ-Strahlen, deren Zusammensetzung, Energie und Abklingzeit zur Kennzeichnung der im Bohrkern enthaltenen Atomarten heranzuziehen ist. Daß man auf die beschriebene Weise die relative Verteilung des Tränkmittels im Bohrkern ermitteln kann, wurde bereits beschrieben[1]. Der Bohrkern wurde dazu vom Stammumfang aus in gleich dicke Scheiben zerschnitten und diese wurden einzeln mit dem Geiger-Zähler auf ihre Aktivität untersucht. Trägt man die gemessenen Aktivitäten als Funktion der Stammtiefe, aus der das jeweilige Scheibchen stammt, auf, so erhält man ein Bild der Verteilung des Tränkmittels.

Darüber hinaus erscheint es aber wünschenswert, den Gehalt der Bohrprobe an Chrom und Arsen gemeinsam und einzeln quantitativ zu bestimmen. In der folgenden Abhandlung wird gezeigt, daß und auf welche Weise dies möglich ist.

Verfahrenstechnik

Bei dem vorgeschlagenen Verfahren handelt es sich um eine Aktivierungsanalyse, wie sie auf den verschiedensten technologischen Gebieten angewandt wird. So können kleine Verunreinigungen ermittelt und Mischverhältnisse in festen und flüssigen Gemischen bestimmt werden. Das Verhalten von Katalysatoren bei chemischen Reaktionen im Laboratoriums- oder auch Fertigungs-Maßstab kann auf diese Weise aufgeklärt und es können unter geeigneten Umständen quantitative Analysen durchgeführt werden[2].

[1] Reusse, W., u. R. Zaubitzer: Holz als Roh- und Werkstoff Bd. 13 (1955) S. 221.

[2] Vgl. zu dieser Problemstellung: Nucleonics Bd. 14 (1957) H. 5. In diesem Heft wird die Aktivierungsanalyse in verschiedenen Einzelabhandlungen dargestellt.

Im vorliegenden Fall werden die Gehaltsbestimmungen zweckmäßig so durchgeführt, daß die zu bestimmende Probe gemeinsam mit einer Probe des Tränksalzes im Reaktor aktiviert wird. Beide unterliegen dann den gleichen Aktivierungsbedingungen. Dies gilt insbesondere für die Salzprobe und das in der Holzprobe vorhandene Salz.

Wesentlich ist, daß die Proben nach beendeter Aktivierung unter genau gleichen Bedingungen mit dem Geiger-Zähler gemessen werden. Dies wurde mit einem 6fach-Zählrohr durchgeführt (Bild 1 a und b).

Bild 1 a zeigt in Draufsicht, 1 b im Schnitt den in der Mitte angeordneten Präparatbehälter (1) aus Messing in Becherform. Er ist konzentrisch von 6 Zählrohren (2) umgeben, die elektrisch an einen gemeinsamen Stecker (3) geführt sind. Bringt man verschiedene Präparate in eine eindeutig festgelegte gleichartige Lage in den Becher (1) ein, so ist gewährleistet, daß vergleichbare Zählergebnisse gemessen werden, wenn der 6fach-Zähler unter elektrisch gleichen Bedingungen arbeitet. Die genaue Lage des Präparates wird dadurch sichergestellt, daß dieses in kleine Bleibecher eingesetzt wird, die saugend in den Präparatbecher (1) eingepaßt sind. Die Bleibecher stellen gleichzeitig Strahlenfilter dar, die erforderlich sind, um die stets vorhandene β-Strahlung wegzufiltern, die zusammen mit ihrer Bremsstrahlung aus den das Präparat umgebenden Stoffen die Messungen stören würde.

Zum Verfahren ist ferner folgendes festzustellen. Aktivierungsanalysen sind durchführbar, wenn bei der Aktivierung die zu bestimmenden Komponenten aktiviert werden, während die übrige Substanz unaktiviert bleibt. Wird auch diese aktiv, dann muß es möglich sein, meßtechnisch die Strahlung des festzustellenden Bestandteiles der Gesamtmasse von der übrigen zu trennen. Dazu kann je nach den Versuchsbedingungen entweder die Strahlenart, die Strahlenqualität oder die Halbwertszeit herangezogen werden. Im einzelnen muß hier von Fall zu Fall entschieden werden. Ohne diese Grundsatzfrage näher zu diskutieren, soll hier das Beispiel der Aktivierungsanalyse chromarsengetränkter Hölzer erörtert werden.

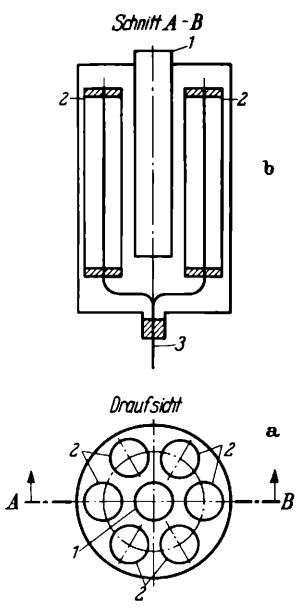


Bild 1. 6fach Zählrohr (schematisch).

Bestimmung des Tränksalzgehaltes

Dabei ist beispielsweise zu bestimmen, wieviel Tränksalz insgesamt im Bohrkern eingelagert ist, um danach durch eine einfache Rechnung ermitteln zu können, ob

das Soll an Tränkmittel erfüllt ist. Dieses Soll beträgt nach den einschlägigen Vorschriften der Deutschen Bundespost z. B. 4,5 kg Imprägnierstoff je cbm Holz. Ein Bohrkern von 5 mm Durchmesser und 20 mm Länge, dessen Volumen rd. 0,40 cm^3 beträgt, müßte danach 1,8 mg Tränkstoff enthalten. Setzt man dieses Salzgemisch in der vorgeschriebenen Zusammensetzung einer einwöchigen Neutronenbehandlung aus, dann erhält man in der oben beschriebenen Zählrohr-Meßanordnung rd. 4000 Impulse je Minute, und zwar rd. 5 Tage nach Aktivierung. Mißt man am 8. Tag nach der Aktivierung, dann erhält man rd. 1300 Impulse je Minute.

Eine Bestimmung des Gesamtgehaltes an Tränkmittel wird danach folgendermaßen durchgeführt.

Die Bohrproben werden gemeinsam mit Proben des Tränksalzes sowie ungetränkten Holzproben in einer Kapsel aus Reinaluminium, wie sie für Aktivierungen üblicherweise verwendet wird, im Neutronenstrom behandelt. Im Geiger-Zähler werden nun unter gleichen Bedingungen die verschiedenen Aktivitäten gemessen, und zwar

1. die Gesamtaktivität der getränkten Bohrprobe,
2. die Gesamtaktivität einer ungetränkten Holzprobe und
3. die Aktivität einer abgewogenen Menge Tränksalz.

Die Meßwerte 1 u. 2 werden auf die mittlere Aktivität der Volumeneinheit umgerechnet. Die Messung unter 2 ergibt stets eine durch den Mineral- und den Phosphorgehalt des Holzes bestimmte Aktivität. Die umgerechneten Meßwerte sind voneinander zu subtrahieren, um die Aktivität des Tränkmittels zu bekommen. Man erhält auf diese Weise die durch das Tränkmittel bedingte Aktivität I_{Tr}. Aus der Messung 3 errechnet man die spezifische Aktivität I_s des Tränksalzes, d. h. die Aktivität je mg Salz. Durch Division von I_{Tr} durch I_s errechnet man nunmehr den Tränkmittelgehalt der Volumeneinheit des Bohrkernes in mg.

Zu beachten ist bei der Durchführung der Messungen, daß alle Proben wegen des zeitabhängigen Zerfalls der aktiven Komponenten in gleichem Zeitabstand von der Beendigung der Aktivierung gemessen werden müssen.

Noch eine Bemerkung zur Strahlung des nicht-getränkten Holzes. Die von diesem emittierte Strahlung beruht vorwiegend auf dem Gehalt des Holzes an K, Ca und P. Die K-Strahlung (Isotop ^{42}K) ist sehr kurzlebig. Ihre Halbwertszeit (HWZ) beträgt 12,44 Stunden, d. h. ihre Aktivität ist nach 4 Tagen bereits auf weniger als 1% abgeklungen. Die Ca-Aktivität (Isotop ^{45}Ca) hat eine HWZ von 152 Tagen, ihre Intensität ist vergleichsweise schwach, da das Neutronenbombardement im Reaktor nur das im natürlichen Ca zu 2,13% vorhandene Isotop ^{44}Ca aktiviert. Kräftiger dagegen ist die Phosphoraktivität (Isotop ^{32}P). Sie besteht aber ausschließlich aus β-Teilchen von 1,7 MeV. Diese werden durch weniger als 1 mm Pb bereits restlos absorbiert. Da alle Proben in Pb-Bechern von 2 bis 5 mm Wandstärke gemessen wurden, kann die ^{32}P-Strahlung bei diesen Überlegungen und Rechnungen vernachlässigt werden.

Es wurden nun verschiedene Bohrkerne getränkt und durch Wägung die eingelagerte Salzmenge bestimmt. Diese Proben wurden gemeinsam mit abgewogenen Tränksalzmengen aktiviert und später in verschiedenen Zeitabständen nach der Aktivierung gemeinsam mit diesen gemessen. Die Meßergebnisse zeigen eine gewisse Streuung, bedingt durch Ungenauigkeiten der Probenwägung sowie statistische Fehler bei der Aktivitätsmessung. Die gesamte Streubreite dieser Bestimmungen betrug etwa $\pm 6\%$.

Einzelbestimmung der Tränkkomponenten Chrom und Arsen

Allgemeines

Die im vorigen Abschnitt behandelte Bestimmung des Tränksalzgehaltes soll nun erweitert werden. Es soll nämlich ermittelt werden, in welcher Menge die einzelnen Komponenten in den Bohrproben enthalten sind. Eine Vorprobe wurde zunächst in folgender Form angesetzt. Nachdem an mehreren abgewogenen Mengen $K_2Cr_2O_7$ und Na_2HAsO_4 die spezifische Aktivität I_s (Aktivität/mg) ermittelt war, wurden Mischproben verschiedener Zusammensetzung aus beiden Salzen zusammengestellt, und es wurde geprüft, ob die Gesamtimpulszahl des Gemisches der Summe der Komponenten entspricht. Nach verschiedenen Messungen an mehreren Mischproben beträgt der mittlere Fehler $\pm 4\%$. Die Beimischung der übrigen aktivierten Tränkkomponenten ändert daran grundsätzlich nichts, wenn man die Messung frühestens 4 Tage nach beendeter Aktivierung vornimmt, d. h. zu einem Zeitpunkt, bei dem die kurzlebigen Komponenten ^{42}K und ^{21}Na auf weniger als 1% ihrer Anfangsaktivität abgeklungen sind.

Betrachtet man das Tränksalzgemisch auf seine aktivierbaren Atomarten hin, so erkennt man zunächst, daß die F-Bestimmung scheitert. Bei der Neutronenbehandlung entsteht nämlich aus dem natürlichen F-Isotop ^{19}F das aktive ^{18}F, das als Positronenstrahler mit einer HWZ von 112 min zerfällt. Messungen an diesem Isotop sind daher nur dann möglich, wenn die Messungen in unmittelbarer örtlicher Nähe am Reaktor durchgeführt werden können.

Chrom, Arsen, Kalium und Natrium sind ebenfalls aktivierbar, dabei entstehen die in Tab. 1 zusammengestellten Radioisotope. Die Tabelle enthält die HWZ sowie Natur und Energie der emittierten Strahlen.

Tabelle 1. Halbwertzeit, Natur und Energie der emittierten Strahlen.

Radioisotop	HWZ	Energie der emittierten γ-Quanten MeV	Energie der emittierten β-Teilchen MeV
$^{24}_{11}Na$	14,8 h	2,76 1,38	1,39
$^{42}_{19}K$	12,4 h	1,51	3,58; 1,92
$^{51}_{24}Cr$	26,5 Tage	0,33; 0,24	—
$^{76}_{33}As$	1,19 Tage	(2,15; 1,84) 1,25; 0,57	3,14; 2,49; 1,29

Die Tabelle läßt erkennen:

1. Die beiden Alkali-Isotope sind kurzlebig; nach etwa 4 ... 5 Tagen ist ihre Strahlungsintensität auf weniger als 1% abgeklungen.

2. Auch das As-Isotop ist verhältnismäßig kurzlebig, es ist nach 5 Tagen auf etwa 6% abgeklungen. Der Wirkungsquerschnitt der Neutronenaktivierung ist aber vergleichsweise hoch, so daß die absolute Strahlungsintensität des ^{76}As im Zeitpunkt des Endes der Aktivierung rd 10mal so hoch ist wie die des ^{24}Na, rd. 60mal so hoch wie die des ^{42}K. Das bedeutet, daß nach angemessener Wartezeit von 5 oder mehr Tagen die restliche Strahlungsintensität der beiden Alkali-Isotopen gegen die des ^{76}As vernachlässigt werden kann.

3. Das verhältnismäßig langlebige ^{51}Cr (26,5 Tage) bestimmt im Laufe der Alterung der aktivierten Holzprobe im wachsenden Maße die Gesamtaktivität.

Gehaltsbestimmung an Cr und As aus der zeitlichen Abfallkurve

Bild 2 zeigt Meßergebnisse über den Abfall der Strahlungsintensität einer Probe $K_2Cr_2O_7$, Bild 3 dasselbe für eine Probe Na_2HAsO_4 in halblogarithmischer Darstellung. Das exponentielle Abfallgesetz stellt sich dabei als Gerade dar. In Bild 2 erkennt man die gute Übereinstimmung der Meßpunkte mit der aus der Halbwertszeit berechneten Abfallkurve.

Für Bild 3 gilt das gleiche, hier jedoch mit einer Einschränkung. Im ersten Teil der Kurve liegen die Meßpunkte ebenfalls in guter Übereinstimmung mit den theoretischen Erwartungen. Dann aber zeigt die Kurve eine Krümmung, um später erneut in eine gerade Linie überzugehen. Dies bedeutet, daß in dem verwendeten Arsensalz eine Verunreinigung enthalten sein muß, die bei der Aktivierung in ein γ-strahlendes Isotop von rd. 60 Tagen Halbwertszeit übergeht. Die Strahlenhärte ist, wie die Absorptionsmessungen zeigen, der des ^{76}As sehr ähnlich. Danach handelt es sich offenbar um das Isotop ^{121}Sb. Die weitere Untersuchung ergab, daß in der Tat das verwendete technisch reine Natriumarsenat rd. 0,04% Sb als Verunreinigung enthält. Eine überschlägige Rechnung ergab ferner, daß bei den Gehaltsbestimmungen die durch das Antimon verursachte Strahlung vernachlässigt werden kann.

Bild 4 zeigt die Zerfallskurve einer getränkten Holzprobe und deren Analyse nach den Abfallzeiten für die Chrom- und Arsenkomponente. Für einen bestimmten

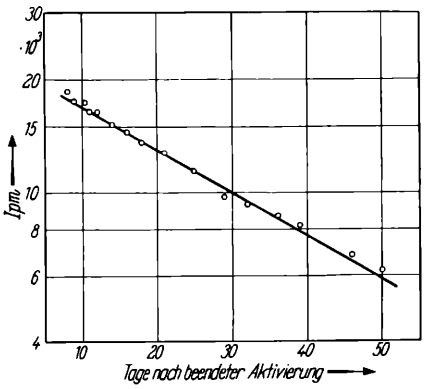


Bild 2. Zeitlicher Abfall der ^{51}Cr-Aktivität.

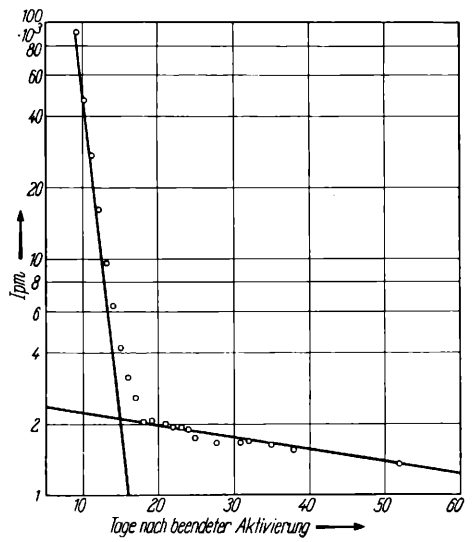


Bild 3. Zeitlicher Abfall der ^{76}As-Aktivität.

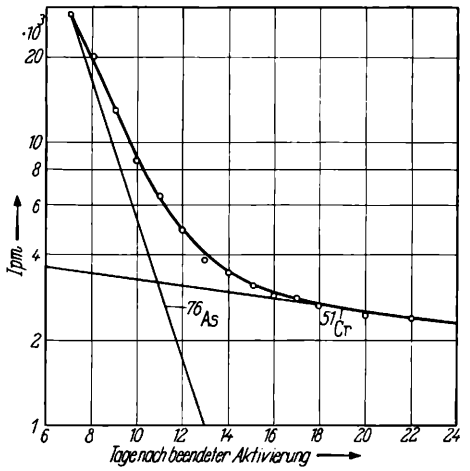


Bild 4. Zeitlicher Abfall der Aktivität einer getränkten Holzprobe.

Stichtag kann leicht entnommen werden, wie sich die gesamte Impulszahl der Holzprobe aus den vom ^{51}Cr und vom ^{76}As stammenden Impulsen zusammensetzt. Aus den Zerfallkurven der beiden Komponenten (Bild 2 u. 3) wird nun für den gleichen Stichtag entnommen, welche Stoffmengen den gemessenen Impulszahlen entsprechen.

Ein grundsätzlicher Nachteil dieses Arbeitsverfahrens ist der, daß die Messungen längere Zeit in Anspruch nehmen. Diese Zeit ergibt sich zwangsweise aus den Halbwertszeiten der beiden Partner. Im vorliegenden Fall wird man mit 15 Tagen Meßdauer bei täglichen Beobachtungen rechnen müssen.

Gehaltsbestimmungen aus Absorptionsmessungen

Ein 2. Meßverfahren erlaubt die Bestimmung des Gehaltes an Chrom und Arsen in kürzerer Zeit. Dabei analysiert man nicht nach der Halbwertszeit, sondern nach der Strahlenqualität. Dazu müssen Absorptionsmessungen durchgeführt werden. Die Absorption der γ-Strahlung ist nämlich eine Funktion der Energie (Härte) der Strahlung. Die Absorption nimmt mit wachsender Energie ab. Aus Tabelle 1 kann man ersehen, daß die ^{76}As-Strahlung durchweg höhere Energie hat als die ^{51}Cr-Strahlung. Letztere wird daher vergleichsweise stärker absorbiert. Die Absorptionsmessungen wurden in folgender Form durchgeführt.

Mit der zu untersuchenden Holzprobe werden auch hier unter gleichen Bedingungen der Neutroneneinwirkung wieder 2 Salzproben aktiviert, wie es oben bereits beschrieben wurde. Probe 1, bestehend aus einer abgewogenen Menge Kaliumbichromat ergibt am Tage t_1 nach der Aktivierung die Impulsrate n_{Cr}, Probe 2 (Natriumarsenat) die Impulsrate n_{As}. Beide Präparate ergeben bei Absorption durch den gleichen Absorber im gleichen Zeitpunkt t_1 nach der Aktivierung die Impulsraten n'_{Cr} und n'_{As} wobei

$$\frac{n_{Cr}}{n'_{Cr}} = a \text{ und } \frac{n_{As}}{n'_{As}} = b \text{ ist.}$$

Die getränkte Holzprobe wird entsprechend gemessen und ergibt die Impulsraten n_{CrAs} und n'_{CrAs}, wobei

$$\frac{n_{CrAs}}{n'_{CrAs}} = c \text{ ist.}$$

Da die Chromstrahlung stärker absorbiert wird als die Arsenstrahlung, ist

$$a > c > b$$

Die Werte n_{CrAs} und n'_{CrAs} setzen sich additiv aus den beiden Impulszahlen x und y bzw. x' und y' zusammen, die von den gesuchten Gehalten an ^{51}Cr (x) und ^{76}As (y) ausgehen.

Es gilt also

$$\begin{aligned} n_{CrAs} &= x + y \\ n'_{CrAs} &= x' + y' \end{aligned} \qquad (1)$$

Die mit Indices bezeichneten Werte werden sämtlich mit dem gleichen Absorber bestimmt, daher ist

$$\frac{x}{x'} = a \quad \text{und} \quad \frac{y}{y'} = b$$

Aus den Gln. (1) wird daher

$$\begin{aligned} n_{CrAs} &= x + y \\ n'_{CrAs} &= \frac{x}{a} + \frac{y}{b} \end{aligned} \qquad (2)$$

Die Auflösung der beiden Gleichungen nach x und y ergibt

$$x = n_{CrAs} \frac{a \cdot (c - b)}{c \cdot (a - b)}$$

$$y = n_{CrAs} \frac{b \cdot (a - c)}{c \cdot (a - b)}$$

Die Messungen wurden mit dem oben beschriebenen 6fach-Zählrohr in der Weise vorgenommen, daß die Proben in Bleigefäßen von 2 bzw. 5 mm Wanddicke gemessen wurden. In dem dünnwandigen Bleigefäß mißt man die Werte n_{Cr}, n_{As}, n_{CrAs}, in dem dickwandigen Bleigefäß die Werte n'_{Cr}, n'_{As} und n'_{CrAs}.

Die Meßgenauigkeit wird natürlich um so besser, je genauer diese Werte bestimmt werden. Sollen die beiden Komponenten z. B. mit einer Meßgenauigkeit von $\pm 3\%$ ermittelt werden, dann dürfen „a" und „b" höchstens um 1,5% vom Sollwert abweichen. Man mißt zweckmäßig zu einem Zeitpunkt, bei dem der Zerfall der Präparate soweit fortgeschritten ist, daß die spezifische Aktivität (Impulsrate/mg Stoff) für die beiden Partner etwa von gleicher Größenordnung ist.

Meßergebnisse

Einen Begriff von der erreichbaren Meßgenauigkeit erhält man, wenn man abgewogene Mengen der beiden aktivierten Tränksalzkomponenten mischt und nun nach den beiden vorerwähnten Meßverfahren durch Abkling- bzw. Absorptionsmessung die eingewogenen Mengen bestimmt. Bei verschiedenen derart angesetzten Proben lagen die mittleren Fehler bei $\pm 4\%$, die Schwankungsbreite der Meßergebnisse betrug rd. $\pm 12\%$.

Es wurden ferner Proben aus getränkten Masten gemessen und zwar ebenfalls nach beiden Meßverfahren. Von einer chemischen Bestimmung der Gehalte wurde abgesehen. Die Meßergebnisse, wie sie die beiden grundsätzlich verschiedenen Meßverfahren ergeben, zeigen jedoch Abweichungen voneinander, welche die oben angegebene Schwankungsbreite nicht überschreiten. Man darf daher wohl annehmen, daß die Istwerte im Rahmen dieser Meßgenauigkeit liegen. Bemerkenswert war, daß durchweg der Gehalt an Chrom höher lag als der an Arsen, obwohl die zur Trogtränkung verwendete Lösung beide Partner im Gewichtsverhältnis von rd. 1 : 1 enthielt.

Zusammenfassung

Die Aktivierungsanalyse chromarsengetränkter Holzproben kann, wie die vorstehenden Ausführungen zeigen, auf zwei verschiedenen Wegen meßtechnisch ermöglicht werden. Bei dem einen Weg wird die unterschiedliche Halbwertszeit, bei dem zweiten die unterschiedliche Strahlenenergie der beiden aktiven Isotope ^{51}Chrom und ^{76}Arsen zur Analyse herangezogen. Voraussetzungen und Durchführung beider Meßverfahren werden dargestellt. Beide Verfahren ergeben übereinstimmend mittlere Fehler von $\pm 4\%$, die größte Schwankungsbreite der Meßergebnisse liegt bei $\pm 12\%$. Diese Meßgenauigkeit dürfte in vielen Fällen völlig ausreichen. Das Meßverfahren eignet sich besonders für die Durchführung von regelmäßigen Messungen an Stichproben, besonders dann, wenn diese in größerer Menge anfallen. Bei einmal vorhandener Meßapparatur können bei geringem Material- und Zeitaufwand von angelernten Kräften große Mengen von Proben durchgemessen werden, wobei durch Mittelwertsbildung die statistischen Fehler weitgehend ausgeschaltet werden können.

Summary

Methods are described making it possible to examine wood impregnated with preservative salts as to the amount injected and the composition of the treating solutions. The methods are based on the activation of the preservative salts and the wood in the atom pile by neutron shooting and the measuring of the subsequently emitted rays with a Geiger counter regarding half-life and radiation energy.

Sonderdruck aus „Elektrotechnische Zeitschrift" ETZ-A, 79. Jahrgang (1958), Heft 15 vom 1. August, Seite 526 bis 529

Über die Verteilung der Blitzströme in der Erdungsanlage eines Funkturmes

Von **Wolfram Griesinger**, Darmstadt, **Erwin Popp** und **Eberhard Schulz**, München*) DK 621.396.679.1.014.1

Für Fernmeldekabel, die in blitzgefährdete Bauwerke — besonders in Funktürme auf Anhöhen — eingeführt sind, muß mit einer Gefährdung durch die über ihren metallenen Mantel abfließenden Blitzströme gerechnet werden. Es ist in solchen Fällen notwendig, die Kabel gegen Beschädigung zu schützen. Ein Schutz kann durch ausreichenden Ausbau der Erdungsanlage und durch eine besondere Kabelumhüllung erreicht werden.

Grundsätzliches

Funktürme auf Bergen sind bevorzugte Punkte für Blitzeinschläge. Es können dort sehr große Ladungen (bis zu 300 C) über die Erdungseinrichtungen abfließen. Im Innern der Türme kann man sich gut vor Blitzschäden schützen. Man verbindet dazu alle metallenen Teile des Gebäudes einschließlich der Moniereisen und der Netzversorgungsleitungen — diese über Kathodenfallableiter — mit Hilfe von Erdleitungen in der Weise, daß sie alle am Abfließen des Blitzstromes mit beteiligt werden. Außerdem werden im Turmfuß alle leitenden Teile an eine Ringleitung angeschlossen. Infolge dieser „Sammelerdung" können im Innern des Turmes keine Potentialdifferenzen zwischen den Leitern auftreten, so daß auch keine Überschläge oder sonstige Schäden zu erwarten sind. Im Augenblick des Einschlages wird nun der ganze Funkturm wie ein Faradayscher Käfig auf das am Widerstand der Erdungsanlage vorhandene Potential angehoben. Es können dabei Spannungen von 10 bis 100 kV auftreten.

Dieses hohe Potential wirkt sich in der Regel nur dann schädlich aus, wenn „ferne Erden" an den Turm herangeführt sind, gegen die dann die hohe Spannung des Turmes wirksam wird. Solche fernen Erden sind z. B. die den Funkturm speisenden Hochspannungsleitungen, deren Isolation aber diese Stoßspannungen meist noch aushält, vor allem aber die in den Turm eingeführten Fernsprechkabel, deren Stoßüberschlagspannung in der Größe von 4 kV liegt.

Man beobachtet deshalb in der Praxis immer wieder, daß bei Einschlägen in Funktürme lediglich die Fernsprechkabel beschädigt werden. Dabei werden als Schäden nur die kräftigen Überschläge zwischen Ader und Mantel des Fernsprechkabels bemerkt, wenn z. B. Adern abschmelzen oder der Bleimantel ein Loch bekommt.

Anforderungen an die Erder

Man legt beim Bau der Funktürme Wert darauf, die auftretende Stoßspannung klein zu halten, und versucht daher im Rahmen der wirtschaftlichen Möglichkeit einen niedrigen Wert des Erdungswiderstandes für die Funktürme zu erreichen. Dieses bereitet in Gebirgen, wo man mit Bodenfrost und Wintergewittern zu rechnen hat, bei der dort zu erwartenden schlechten Bodenleitfähigkeit oft erhebliche Schwierigkeiten und Kosten. Der Erdungswiderstand soll dabei auch bei höheren Frequenzen nicht wesentlich ansteigen.

Erdausbreitungswiderstände der einzelnen Erderanordnungen bei tiefen Frequenzen

In Bild 1 sind Werte von Erdungswiderständen R_e, die für Rohr-, Platten- und Banderder nach den bekannten Formeln [1, 3] errechnet wurden, in Abhängigkeit von der Bodenleitfähigkeit σ aufgetragen. Zugleich sind die der jeweiligen Leitfähigkeit entsprechenden Bodenarten ange-

*) *W. Griesinger* ist Fernmeldeoberinspektor des Fernmeldetechnischen Zentralamtes in Darmstadt, *E. Popp* und *E. Schulz* sind Mitarbeiter der Siemens & Halske AG in München.

geben. Die Werte für die Erdungswiderstände gelten für eine Frequenz von etwa 50 Hz. Man erhält mit Banderdern also wesentlich kleinere Erdungswiderstände als mit Plattenerdern, bezogen auf die Oberfläche der Erdelektrode. Banderder sind daher, da bei ihnen die Stromdichte größer ist, bei Stoßströmen nicht so belastungsfähig wie Rohr- und Plattenerder, eine Eigenschaft, die aber bei Werten der Erdungswiderstände unter 1 Ω auch bei Kraftwerkserden wohl kaum mehr eine Rolle spielt. Bei kurzen Banderdern

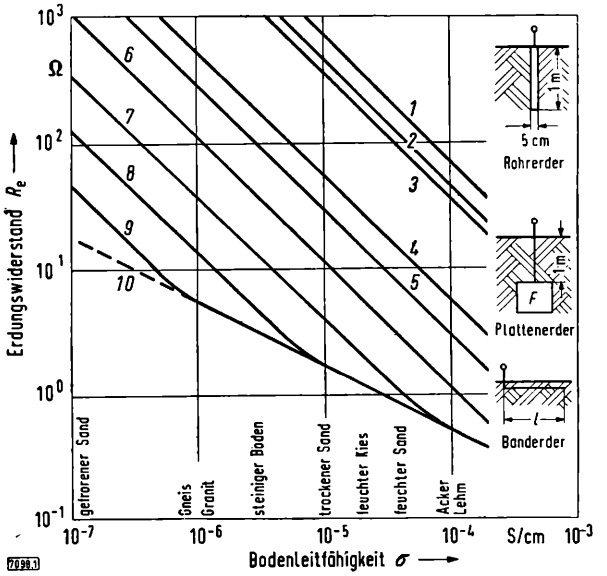


Bild 1. Erdungswiderstand R_e von Rohr-, Platten- und Banderdern bei einer Frequenz von 50 Hz, abhängig von der Bodenleitfähigkeit σ verschiedener Bodenarten und den geometrischen Abmessungen der Erder.

1: Rohrerder
2: senkrechter Plattenerder 0,5 m × 1 m
3: senkrechter Plattenerder 1 m × 1 m
4 bis *10*: Banderder von 3 × 30 mm² in der Nähe der Erdoberfläche
4: l = 50 m *6*: l = 300 m *8*: l = 3 km *10*: $l = \infty$
5: l = 100 m *7*: l = 1 km *9*: l = 10 km

nimmt der Erdungswiderstand umgekehrt proportional zur Bodenleitfähigkeit ab, solange der nach Erde abfließende Strom einen noch vernachlässigbar kleinen Spannungsabfall auf der metallenen Elektrode hervorruft.

Bei langen Banderdern (Bild 2a) wirkt sich dieser Spannungsabfall aus, sobald der Längswiderstand R in eine ähnliche Größe wie der Erdausbreitungswiderstand $1/G$ des Bandes kommt. Das ist bei einer Bodenleitfähigkeit von 10^{-4} S/cm etwa bei 1 km Länge des Erderbandes der Fall. Eine weitere Verlängerung des Erderbandes verringert bei dieser Bodenleitfähigkeit den Wert des Erdungswiderstandes dann nur noch unbedeutend. Man kann sich das Verhalten des langen Banderders im Ersatzschaltbild durch eine Kettenleiterschaltung von TT-Gliedern veranschaulichen (Bild 2b). Dabei stellen die Querglieder die verteilten Ableitwiderstände und die Längsglieder den Wirkwiderstand des Erderbandes und seine Induktivität dar. Bei tiefen Frequenzen ergibt sich, solange $R > \omega L$ ist, als Wellenwiderstand des elektrisch langen Banderders $Z = \sqrt{R/G}$.

Mithin hängt der Erdungswiderstand des langen Banderders nur noch von der Wurzel der Bodenleitfähigkeit σ ab, wie aus dem Verlauf der Kurve für $l = \infty$ in Bild 1 hervorgeht. Vom Funkturm abgehende Kabelmäntel verhalten sich ebenso wie solche langen Banderder. Die zunächst isolierende Juteumspinnung der Kabelmäntel durchfeuchtet sich trotz ihrer Masseimprägnierung und nimmt wenige Wochen nach dem Verlegen der Kabel eine dem Erdboden vergleichbare Leitfähigkeit an, so daß die Kabel recht kleine Erdungswiderstände bei tiefen Frequenzen haben.

Verhalten der Erdungswiderstände bei Frequenzen von 100 Hz bis 100 kHz

Von den beiden Eingangsklemmen des Kettenleiters in Bild 2b sei die obere die Erdklemme, während die untere das Potential Null oder die ideale Erde darstellt. Dieser Punkt ist in einer Tiefe, die etwa der äquivalenten Leitschichtdicke δ des Bodens entspricht, unter dem Erder zu denken. Die Leitschichtdicke errechnet sich zu $\delta = \sqrt{2/\omega \mu \sigma}$, solange man die Dielektrizitätskonstante $\varepsilon \approx 10\,\varepsilon_0$ des Bodens im Vergleich zu σ/ω noch vernachlässigen kann. Das ist selbst bei schlechter Bodenleitfähigkeit von 10^{-6} S/cm noch bis zu einer Frequenz von etwa 100 kHz der Fall. Verschiedene Werte für die äquivalente Leitschichtdicke von Erdböden verschiedener Leitfähigkeit sind in Tafel 1 enthalten.

Tafel 1. Leitschichtdicke von Erdböden verschiedener Leitfähigkeit.

Bodenleitfähigkeit σ	äquivalente Leitschichtdicke δ Frequenz				
S/cm	16⅔ Hz	50 Hz	1000 Hz	10 kHz	100 kHz
10^{-4}	1,2 km	720 m	160 m	50 m	16 m
10^{-5}	4 km	2,3 km	506 m	160 m	50 m
10^{-6}	12 km	7,2 km	1,6 km	506 m	160 m

Der Rückstrom fließt mithin in beträchtlicher Tiefe im Boden. Auch das dem Strom im Erder entsprechende Magnetfeld dringt etwa ebenso weit in den Boden ein. Der Strom auf dem langen Banderder hat somit ein magnetisches Feld ähnlicher Größe wie eine Eindrahtleitung mit

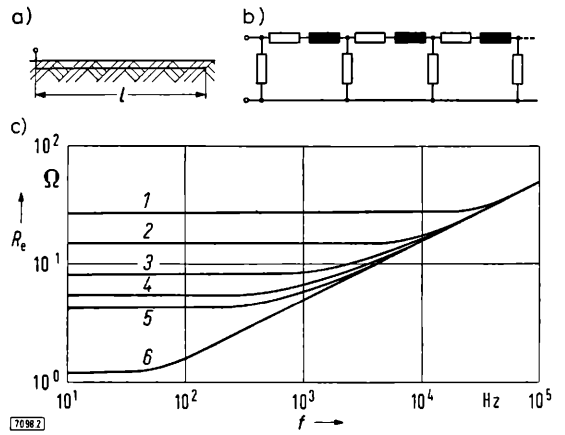


Bild 2. Erdungswiderstand R_e von nahe der Erdoberfläche verlegten Banderdern von 3 cm Breite und verschiedener Länge l, abhängig von der Frequenz f. Bodenleitfähigkeit $\sigma = 2 \cdot 10^{-5}$ S/cm.

a) Prinzipskizze,
b) Ersatzschaltbild eines langen Banderders,
c) Diagramm.
1: l = 50 m *3*: l = 200 m *5*: l = 400 m
2: l = 100 m *4*: l = 300 m *6*: $l = \infty$

Rückleitung über Erde. Der Längswiderstand des Erders je Längeneinheit R_1' entspricht damit dem Scheinwiderstand der Eindrahtleitung mit dem Leitungswiderstand R' je Längeneinheit und dem Radius r_0 mit Rückleitung über Erde. Er errechnet sich [1 bis 3] näherungsweise für Leiter in Höhe des Erdbodens aus der Beziehung:

$$R_1' \approx R' + \frac{1}{4\,\sigma\,\delta^2} + \mathrm{j}\,\omega\,\frac{\mu_0}{2\,\pi}\ln\frac{2\,\delta}{1{,}781\,r_0}.$$

Der Ohmsche Anteil $\frac{1}{4\,\sigma\,\delta^2} = \frac{\omega\,\mu_0}{8}$ der Erdrückleitung errechnet sich für 50 Hz zu 50 mΩ/km und ist daher gegenüber dem Widerstand des Erderbandes R zu vernachlässigen. Die Induktivität der Erdrückleitung bei f = 1000 Hz beträgt für $\sigma = 2 \cdot 10^{-5}$ S/cm und r_0 = 0,66 cm (als Ersatzradius für ein Band von 3 cm Breite) etwa 2,2 mH/km. Ihr Einfluß macht sich bei Frequenzen oberhalb von 100 Hz bemerkbar, während dann der Längswiderstand R des Erders gegenüber der

Induktanz zu vernachlässigen ist. Der Widerstand des langen Banderders beträgt im Frequenzbereich von 100 Hz bis 100 kHz

$$Z = \sqrt{\frac{R_1}{G}} \approx \frac{\omega L}{\gamma} \approx \omega L \delta ,$$

worin $\gamma = \sqrt{\sigma \mu_0 \omega/2}$ ist. Damit ergibt sich für $f = 1000$ Hz und $\sigma = 2 \cdot 10^{-5}$ S/cm: $\delta = 357$ m und $Z \approx 5\,\Omega$. Bei 100 kHz erhält man etwa $Z = 50\,\Omega$.

Die Verbindungsleitung vom Erdersystem zur Anlage hat etwa die gleiche Induktivität je Längeneinheit wie der Erder. Ihre Länge sollte daher immer wesentlich kleiner als die Leitschichtdicke δ sein. Für 100 kHz wäre $\delta = 35{,}7$ m, die Verbindungsleitung dürfte daher nur wenige Meter lang sein. Es empfiehlt sich mithin, die Banderder schon im Boden durch eine Ringleitung zu verbinden und von dort mehrere Leitungen an die Sammelerde des Turmes heranzuführen. Diese sollte ebenfalls als Ringleitung im Turmfuß ausgebildet sein. Bei kurzen Banderdern macht sich die Frequenzabhängigkeit erst bei höheren Frequenzen bemerkbar.

Bild 2c zeigt den Frequenzgang des Erdungswiderstandes eines Banderders bei unterschiedlicher Länge l. Dabei ist eine für Mittelgebirge wahrscheinliche Bodenleitfähigkeit von $2 \cdot 10^{-5}$ S/cm angenommen. Da nach den von *K. Berger* auf dem San Salvatore aufgenommenen Oszillogrammen die Frequenzen von starken Entladungen vorwiegend zwischen 100 Hz und 10 kHz liegen, sind Banderder mit Längen von einigen hundert Metern noch durchaus für den Blitzschutz von Funktürmen in Gebieten schlechter Bodenleitfähigkeit brauchbar.

Die Banderder sollen möglichst sternförmig verlegt sein, da bei paralleler Führung zweier Erder infolge der Gegeninduktivität beider Leiter eine wechselseitige Stromentlastung eintritt. Dagegen scheint es günstig, parallel zum Kabel in etwa 1 m Entfernung entsprechende Banderder anzuordnen, die dann bei genügender Länge das Kabel vom Blitzstrom entlasten (Schirmdrähte [1]). Bei neuen An-

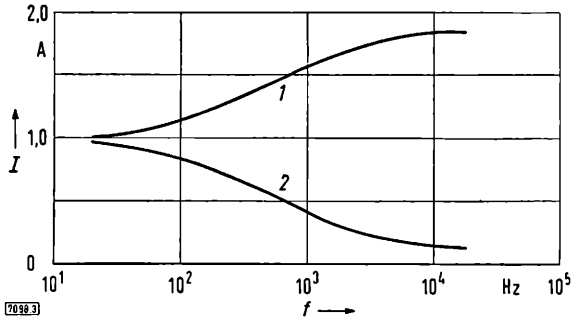


Bild 3. Verteilung des in eine Erdungsanlage eingespeisten Gesamtstromes von 2 A auf das sternförmige Banderdersystem und auf den Mantel des abgehenden Kabels, abhängig von der Frequenz.
1: Strom im Banderder *2*: Strom im Kabelmantel

lagen scheint es allerdings ratsamer, das dafür notwendige Eisen für eine besondere Bewehrung des Kabels zu verwenden, wodurch ein kleiner Reduktionsfaktor erreicht werden kann.

Untersuchung der Erdungsanlage eines Funkturmes

Im deutschen Mittelgebirge wurde die Erdungsanlage eines 250 m hohen Funkturmes untersucht. Dort war ein zwölfstrahliger Banderder verlegt, dessen Bänder verschiedene Längen zwischen 80 und 800 m haben. Der Aufwand für die Erdungsanlage ist bei den verlegten Längen von 3,6 km Bandeisen schon recht hoch. Außerdem liegt ein Bündel Kabel mit einigen Abzweigungen zwischen der Funkanlage und einem etwa 1 km entfernten Amt. Von dort aus führt ein Bezirkskabel von etwa 10 km Länge in das Tal hinab. An dem gesamten Kabelnetz traten durch Einschläge in den Turm häufig Blitzschäden auf.

Bei der Untersuchung der Erdungsanlage wurde mit Hilfe von Meßleitungen über fünf 2 km entfernte Hilfserder Strom in das Erdersystem eingespeist und die Aufteilung dieses Stromes zwischen Sternerdernetz und Kabelnetz gemessen. Dabei wurde gleichzeitig der Scheinwiderstand der Erdungsanlagen in Abhängigkeit von der Frequenz ermittelt. Zum Messen der Ströme wurde ein Zangenstromwandler mit einem Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz benutzt.

Bei einem in das Erdersystem eingespeisten Gesamtstrom von 2 A ergab sich die in Bild 3 dargestellte Stromaufteilung. Das Kabelnetz nimmt bei tiefen Frequenzen etwa die Hälfte des Stromes auf, bei hohen Frequenzen dagegen nur $^1/_{10}$. Der gemessene Wert des Scheinwiderstandes des Erdungsnetzes R_e nach Bild 4 ist mit einigen Un-

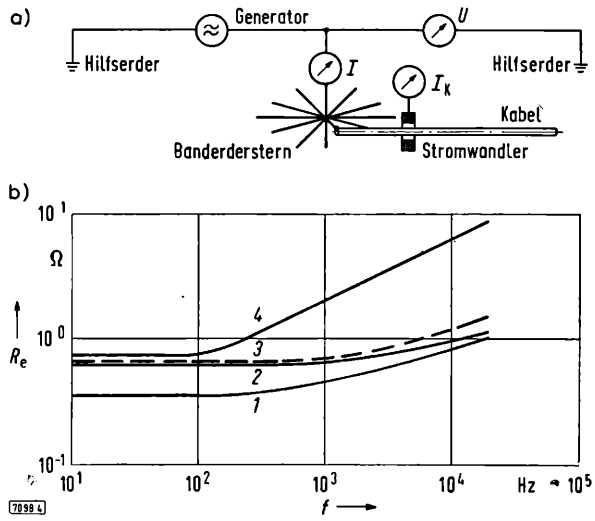


Bild 4. Erdungswiderstand R_e eines Funkturmes, abhängig von der Frequenz f.
a) Meßanordnung, b) Meßergebnisse.
1: Gesamtwiderstand der Erdungsanlage
2: gemessener Anteil des Banderdersternes
3: berechneter Anteil des Banderdersternes
4: Anteil des Kabelmantels

sicherheiten behaftet, da die Gegeninduktivität zwischen den Hilfserdern berücksichtigt werden muß. Die Werte stimmen ungefähr mit den sich aus der Stromaufteilungskurve ergebenden Zahlen überein. Die absoluten Werte sind aber wohl 10 % höher anzusetzen, weil die Sondenabstände noch immer verhältnismäßig klein gegenüber den Abmessungen des Erdersystems waren.

Gefährdung des Kabels durch Blitzschläge

Die Blitzgefährdung des Kabels kann man rechnerisch überschlagen: Ein in den Funkturm einschlagender Blitz mit dem Scheitelwert des Stromes I_0 hebt das Potential des Turmes auf den Wert $U_0 = I_0 R$ an. Über das angeschlossene lange Kabel ($l > 10$ km) fließt dann der dem Wellenwiderstand Z_K des Kabels entsprechende Strom I_K ab. Dann ist an der Anschlußstelle des Kabelmantels im Turm $I_K = U_0/Z_K$. An der Stelle x ist der Wert des Stromes auf dem Kabelmantel, der exponentiell gedämpft wird:

$$I_x = I_K e^{-\gamma x} .$$

Der Strom I_x ruft auf der Innenseite des Kabelmantels über die Länge dx den Spannungsabfall $dU_a = I_x R_K dx$ hervor, wobei R_K der Kopplungswiderstand des Kabelmantels ist. Dann ist

$$U_a = I_K R_K \int_{x=0}^{x=\infty} e^{-\gamma x} dx = \frac{I_K R_K}{\gamma} ,$$

$$U_a = U_0 \frac{R_K}{Z_K \gamma} = U_0 \frac{R_K}{R + j\omega L} = U_0 r .$$

Hierin ist r der Reduktionsfaktor des Kabelmantels.

Ein Fernsprechkabel mit Seelenisolierung nach VDE 0890/4.56 hat eine Stoßüberschlagspannung von $U_a = 4$ kV

Scheitelwert. Bei einer „Schwerpunktsfrequenz" des Blitzes von 800 Hz ergibt sich für ein Bleikabel mit 1 Ω/km Mantelwiderstand ein Reduktionsfaktor von $r = 0{,}1$. Daher kann die Isolation nur von Spannungen mit mehr als 40 kV am Erdungswiderstand von den Kabelleitern aus zum Mantel durchschlagen werden. Bei einem Erdungswiderstand der Anlage von 0,4 Ω wären dazu Ströme von über 100 kA notwendig. Bei einer mittleren Frequenz des Blitzes von nur 100 Hz ist aber der Reduktionsfaktor des Bleikabels 0,65. Deshalb führt schon eine Spannung von 6,2 kV am Erdungswiderstand und damit ein Scheitelwert des Blitzstromes von nur 20 kA zum Durchschlag.

Nach den Untersuchungen von *K. Berger* [4] scheinen nun Entladungen mit so großen Halbwertzeiten, entsprechend einer Blitzfrequenz von 100 Hz (an Stelle von Mehrfachentladungen), im Gebirge an exponierten Punkten verhältnismäßig oft vorzukommen. In der Ebene wurden sie bisher noch nicht beobachtet. Solche große Entladungen sind für die Kabel sehr gefährlich. Als weiterer Faktor für die Gefährdung der Anlagen ist die Verschlechterung der Bodenleitfähigkeit bei Bodenfrost in Betracht zu ziehen.

Erhöhung des Erdungswiderstandes bei Bodenfrost

Einige der besonders im Winter häufigen Schäden können auch bei noch kleineren Strömen dadurch entstanden sein, daß sich der Erdungswiderstand der Banderder bei Frost wesentlich erhöht hat. Die Banderder liegen zum Teil nur etwa 20 cm tief eingegraben, während die Frostzone dort sicher bis zu einer Tiefe von 50 cm reichen dürfte. Die Erdungsanlage kann wesentlich höhere Widerstandswerte annehmen, wenn die die Banderder umgebende Erde gefroren ist. Die Temperaturabhängigkeit des Leitwertes des Erdbodens entspricht an sich der von wässerigen Lösungen ($\alpha = 0{,}02/°C$). Dieses Gesetz gilt aber nur bis zu Temperaturen von + 4 °C. In dem Temperaturbereich von + 4 °C bis − 15 °C erniedrigt sich die Bodenleitfähigkeit aller Bodenarten bis zu zwei Zehnerpotenzen.

Es ist daher von großer Bedeutung, die Erder in solchen Gegenden so tief einzugraben, daß sie nicht mehr in der Frostzone liegen. Reicht die Zone, in der der Boden gefroren ist, und wo dann nur noch eine Bodenleitfähigkeit von z. B. 10^{-6} S/cm herrscht, nur bis 5 cm unter die Erdelektrode, so wird der dieser schlechten Bodenleitfähigkeit entsprechende Wert des Erdungswiderstandes schon zu etwa 30 % erreicht. Dabei ist eine Bodenleitfähigkeit des nicht gefrorenen Bodens von 10^{-4} S/cm angenommen. Der Erdungswiderstand erhöht sich also durch die nur in der nächsten Umgebung des Erders schlechte Leitfähigkeit zwar noch nicht auf das Hundertfache, aber doch schon auf das Dreißigfache des Wertes bei nicht gefrorenem Boden.

Läßt sich der Banderder nicht tiefer eingraben (Felsboden mit dünner Erdschicht), so sollte durch eine große Zahl und eine entsprechende Länge der Banderder (B i l d 1) schon dem kleineren Wert der Bodenleitfähigkeit bei Frost Rechnung getragen werden.

Andernfalls kann man auch an den Kabeln selbst Schutzmaßnahmen treffen. Durch einen besonderen Aufbau des Mantels lassen sich Kabel mit sehr kleinem Reduktionsfaktor herstellen, die bei entsprechendem Aufwand einen weitgehenden Schutz in solchen Fällen bieten. Welche der möglichen Schutzmaßnahmen am wirtschaftlichsten und am zweckmäßigsten ist, läßt sich nicht allgemein entscheiden.

Im vorliegenden Fall wurde in der Fernmelde-Kabelanlage ein besonders gefährdetes, wichtiges Kabel normaler Konstruktion gegen ein solches mit besonderem Aufbau der Kabelhülle mit einem sehr kleinen Reduktionsfaktor ausgewechselt. Außerdem wurde zur Sicherstellung einer ausreichenden Spannungsfestigkeit die Isolierung zwischen der Kabelseele und dem metallenen Mantel verstärkt. In dem Zeitraum von acht Monaten seit der Auslegung sind keine Schäden mehr an dieser Kabelanlage aufgetreten.

Zusammenfassung

Für Funktürme sind als Erdelektroden Banderder mit Längen bis zu einigen hundert Metern sehr geeignet. Platten- und Rohrerder haben im Vergleich dazu recht hohe Erdungswiderstände. Der Widerstand der Banderder ist aber frequenzabhängig. Sie sind bei einer Länge von 300 m und einer Bodenleitfähigkeit von $2 \cdot 10^{-5}$ S/cm noch bis zu einer Frequenz von etwa 1000 Hz in ihrem Widerstand konstant. Dagegen steigt bei sehr langen Banderdern, wie sie die Mäntel der an dem Funkturm angeschlossenen Fernmeldekabel darstellen, der Erdungswiderstand schon ab 100 Hz mit der Wurzel aus der Frequenz an.

An einer großen Erdungsanlage im deutschen Mittelgebirge mit 12 Banderdern von durchschnittlich 300 m Länge und einem angeschlossenen Kabelnetz wurde frequenzabhängig die Aufteilung eines eingeprägten Stromes auf Banderderstern und Kabel gemessen. Bei 100 Hz übernimmt dabei das Kabel noch die Hälfte des gesamten Stromes, bei 1000 Hz nur noch 20 %. Da das Kabel mehrmals durch Blitzschlag in den Funkturm zerstört wurde, muß hier auf das Auftreten sehr großer Ladungen mit langen Halbwertzeiten geschlossen werden. Entsprechende Ladungen wurden von *K. Berger* auf dem San Salvatore bei Lugano oszillographisch gemessen.

Der Widerstand der Banderder nimmt sehr erheblich zu, wenn sie in der Frostschicht des Bodens liegen. Dadurch kann sich bei Wintergewittern der Stromanteil des Kabels noch wesentlich erhöhen. Die Blitzgefährdung des Kabels läßt sich durch einen besonderen Aufbau des Mantels mit kleinem Reduktionsfaktor weitgehend vermindern.

Schrifttum

[1] *Sunde, D.*: Earth conduction effects. Verlag van Nostrand, New York 1949.
[2] *Pollaczek, F.*: Über die Induktionswirkung einer Wechselstromeinfachleitung. Elektr. Nachr. Techn. Bd. 4 (1927) S. 18–30.
[3] *Ollendorff, F.*: Erdströme. Springer-Verlag, Berlin 1928.
[4] *Berger, K.*: Resultate der Blitzmessungen der Jahre 1947–1954 auf dem Monte San Salvatore. Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 46 (1955) S. 405–424.
[5] *Meister, H.*: Blitzschutz an Telephonanlagen. Techn. Mitt. PTT Bd. 36 (1958) H. 1, S. 13–22.

SONDERDRUCK AUS
BAU-MASCHINE UND -TECHNIK
5. JAHRGANG · JUNI 1958 · HEFT 6

Kontrolle der Bodenverdichtung durch Strahlungsmessungen

Checking soil compaction by radiation measurement
Contrôle du compactage du sol par mesure à radiation

Dipl.-Ing. Erich Doldinger, Düsseldorf, und Dr. rer. nat. Wilhelm Reusse, Darmstadt

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Kontrolle der Bodenverdichtung durch Strahlungsmessungen

Checking soil compaction by radiation measurement / Contrôle du compactage du sol par mesure à radiation

Dipl.-Ing. Erich Doldinger, Düsseldorf, und Dr. rer. nat. Wilhelm Reusse, Darmstadt

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt).

Zusammenfassung

Es wird eine bei der Deutschen Bundespost entwickelte Meßanordnung zur Messung der Bodenverdichtung verfüllter Kabelgräben beschrieben. Meßprinzip ist die dichteabhängige Absorption von γ-Strahlung im Boden. Es werden noch praktische Erfahrungen gesammelt werden müssen. Je mehr der einzelne Tiefbauunternehmer sich hieran auf seinen Baustellen beteiligt, um so leichter wird eine meßtechnisch eindeutige Beurteilung der Güte der Arbeit und um so eher wird es auch möglich sein, der Frage der Kürzung der Gewährleistungsfrist näherzutreten.

Summary

The authors describe a measurement system developed by the Deutsche Bundespost for measuring the compaction of cable trench backfill. The system is based on the principle of the absorption of γ-radiation, which is governed by the state of compaction of the backfill. More experience is needed. All contractors are asked to collect such experience with a view to providing a basis for better evaluation of the quality of the work, since this will lead to shortening of the guarantee periods.

Résumé

Les auteurs decrivent un système qui a été développé par la Deutsche Bundespost pour la mesure du compactage des remblayages des tranchées de câbles. Le système se base sur le principe de l'absorption des rayons γ, qui est déterminée par le degré de compactage des remblayages. Il est nécessaire de rassembler encore plus d'expérience. La mesurage de la qualité du travail sera d'autant plus indiscutable qu'un plus grand nombre d'entrepreneurs s'en occuperont sur leurs chantiers. Il sera ainsi possible de traiter plus tôt de la question de la réduction des délais de garantie.

Es gibt in der Technik des Erd- und Grundbaues häufig Fälle, wo es darauf ankommt, die vorgefundenen Böden hinsichtlich ihrer Dichte miteinander zu vergleichen. Das klassische Beispiel hierfür sind die verfüllten Leitungsgräben von Versorgungsleitungen. Bei ihnen kommt es darauf an, daß die wiederverfüllten Gräben teils zur Sicherung der Leitungen selbst, teils aber auch aus Gründen der Wiederherstellung der Oberfläche von Straße und Gehweg die gleiche Festigkeit und damit die gleiche Verdichtung der Verfüllung besitzen wie das benachbarte Erdreich[1]). Es gibt aber auch zahlreiche andere Fälle, wo es interessiert, ob die wiederverfüllten Gräben und Schächte die gleichen Eigenschaften besitzen wie das Erdreich vor dem Aushub (ungestörter Boden).

Das in den Jahren 1954—1955 erschienene „Merkblatt über das Zufüllen von Leitungsgräben" behandelt nun für diesen Spezialfall die Technik der Wiederverfüllung. Es sagt aber nichts darüber aus, wie eine meßtechnische Kontrolle ausgeübt werden kann, die sowohl dem Bauunternehmer (Schachtmeister) als auch dem Bauherrn einen Befund darüber ermöglicht, ob genügend verdichtet worden ist, und die einen Schluß zuläßt, ob Untergrund bzw. Unterbau so fest sind, daß unbedenklich die Decke aufgebracht werden kann. Auch bei der Schüttung eines Erddammes ist es oft notwendig, diese auf ihre Gleichmäßigkeit hin meßtechnisch zu untersuchen. Bekanntlich ist die klassische Untersuchung von Bodenproben durch Bestimmung des spezifischen Gewichtes verhältnismäßig aufwendig und meist dadurch beeinträchtigt, daß die ungestörte Entnahme der Probe nicht immer möglich ist. Es bestand daher das Bedürfnis, ein Verfahren zu entwickeln, bei dem Meßgeräte und Apparaturen verwendet werden, die keinen großen wirtschaftlichen Aufwand erfordern und deren Bedienung durch angelernte Kräfte möglich ist.

Dieses neuartige Meßverfahren bedient sich der Gammastrahlung eines radioaktiven Isotopes und eines entsprechenden Zählgerätes und gestattet, die in verschieden dichten Böden gemessene Strahlendosis je Zeiteinheit zu bestimmen und daraus Schlüsse auf die Verdichtung des Bodens zu ziehen. Der physikalische Ausgangspunkt dieser Meßtechnik ist die Absorption von γ-Strahlung im Erdreich. Verschiedene Untersuchungen im In- und Ausland haben gezeigt, daß eine eindeutige Beziehung zwischen der Dichte des Bodens und der durchgelassenen bzw. absorbierten Menge von γ-Strahlen besteht[2]). Befindet sich eine als punktförmig vorausgesetzte Strahlenquelle im Abstand r von einem Strahlendetektor im Erdreich, dann erhält man für die im Detektor gemessene Intensität I die Beziehung.

$$I = I_0 \frac{1}{r^2} e^{-\mu r} \tag{1}$$

Dabei ist I_0 die Strahlenintensität am Ort der Strahlenquelle und μ der Schwächungskoeffizient. Physikalisch besteht die Schwächung aus echter Absorption und Streuung.

Der Schwächungskoeffizient hängt von den Eigenschaften des durchstrahlten Materials und der Durchdringungsfähigkeit (Härte) der verwendeten Strahlung ab. Für die Absorption der durchstrahlten Substanz sind die Ordnungszahl Z im periodischen System der Elemente, das Atomgewicht A und die Dichte ϱ maßgebend. Ist der Absorber kein Element, sondern eine chemische Verbindung, dann sind für Z und A Effektivwerte einzusetzen, die aus der mengenmäßigen Zusammensetzung des absorbierenden Stoffes zu berechnen sind. Im Falle des Erdbodens handelt es sich im wesentlichen um Siliziumdioxyd (SiO_2), dazu kommen mehr oder weniger Wasser und in geringer Menge mineralische Bestandteile. Versuche an zahlreichen Bodenproben haben gezeigt, daß für die Absorption im wesentlichen das SiO_2 und das Wasser verantwortlich sind, die übrigen wechselnden Bestandteile dagegen vernachlässigt werden können. Dies gilt allerdings nicht für Böden mit vorwiegend organischer Substanz, wie z. B. Torf.

Bei anorganischem Boden bleibt als abhängige Variable daher nur die Dichte des Materials übrig, wenn man mit einer Strahlung bestimmter Härte und konstanter Länge der Meßstrecke r arbeitet. Die Beziehung (1) vereinfacht sich dann zu

$$I_\varrho = I_0 e^{-\mu' \varrho}$$

[1]) *Auberlen:* Verdichtung von Rohr- und Kabelgräben in Stadtstraßen. (Vgl. Bautechnik-Archiv, Heft 8.)

[2]) Vgl. dazu u. a. *H. Lorenz:* Über die Messung der Lagerungsdichte des Baugrundes mittels radioaktiver Isotope. Baumaschine u. Bautechnik 1 (1954), S. 173—178, und *H. Neuber:* Zur praktischen Anwendung atomphysikalischer Strahlungen im Bauwesen unter besonderer Berücksichtigung der Baugrunduntersuchungen. Baumaschine und Bautechnik 1 (1954), S. 179, 180.

wobei μ' eine Materialkonstante ist, die nur noch von der Strahlenhärte abhängt.

Bei der Wahl der letzteren sind physikalische und wirtschaftliche Gesichtspunkte zu beachten. In physikalischer Hinsicht soll die Strahlung in ihrer Absorption möglichst stark durch die Dichte beeinflußt werden. Mit anderen Worten, die Kurve, die die Absorption als Funktion der Dichte darstellt, soll möglichst steil sein. Andererseits soll die Absorption nicht beliebig groß sein, da sonst im Detektor sehr wenig Intensität ankommt und daher die Meßzeit sehr lang wird.

Die Versuche bei der Bundespost wurden mit Kobalt 60 und Caesium 137 durchgeführt. Dabei ergab sich, daß das ^{137}Cs infolge seiner geringeren Strahlenhärte (0,66 MeV) günstiger liegt als ^{60}Co (1,3; 1,1 MeV).

Auch in wirtschaftlicher Hinsicht ist das ^{137}Cs günstiger, weil es bei etwa gleichem Anschaffungspreis eine wesentlich längere Lebensdauer (HWZ 33 Jahre) hat als das ^{60}Co (HWZ 5,3 Jahre).

Bei der Entwicklung einer für die Bundespost besonders geeigneten Meßapparatur war davon auszugehen, daß diese von angelerntem Personal ohne spezielle radiologische Vorkenntnisse zu bedienen sein muß. Sie muß daher sehr einfach und übersichtlich in der Anordnung sein und bei Beachtung einfacher Regeln keine nennenswerte Strahlengefährdung mit sich bringen.

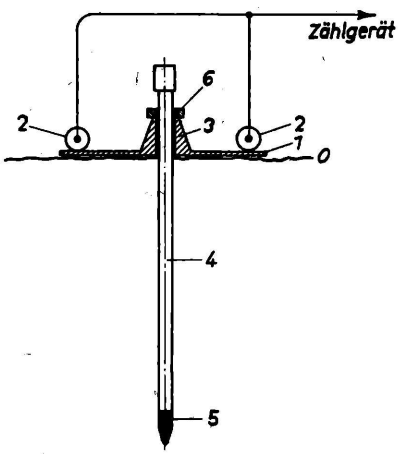


Bild 1. Schema der Meßanordnung
Measuring arrangement / Dispositif de mesure

Die Anordnung von Strahlquelle und Detektoren zeigt Bild 1. Es wurde im Prinzip die von I. Wendt[3]) angegebene Anordnung gewählt, bei der das Präparat 5 mittels einer Sonde 4 in den Boden eingebracht wird. Auf der Bodenoberfläche sind 2 Geiger - Zählrohre 2 angebracht, die auf einer stabilen Trägervorrichtung 1 fest montiert sind. Diese Vorrichtung besitzt einen Führungskonus 3, durch den das Präparat eingeführt wird. Zählrohre und Präparat befinden sich daher bei jeder Messung in eindeutig definierter Lage zueinander. Wenn die Sonde bei dem Einschlagen in den Boden schräg verläuft, so hat dies wegen der Verwendung von 2 Zählrohren keinen merklichen Einfluß auf das Meßergebnis. Die Anordnung hat ferner den Vorteil, daß sie die mittlere Dichte einer etwa 70 cm starken Bodenschicht mißt und nicht den für die gesamte Lagerungsdichte weniger bedeutsamen Dichtewert einer horizontalen Schicht. Da die angeführte Sonde einen ϕ von nur 14 mm hat, tritt nennenswerte Störung der Dichte im Meßraum nicht in Erscheinung.

Die von den beiden Zählrohren registrierten Impulse werden mittels eines kleinen tragbaren Registriergerätes gezählt. Bild 2 zeigt das Gerät in geschlossenem Zustand im Einsatz an der Baustelle, Bild 3 nach Öffnung der Rückwand. Als Energiequelle dient eine Monozelle von 1,5 V. Die von den Zählrohren in das Gerät gelangenden Impulse werden untersetzt und schalten ein Kaltkathoden-Glimmrelais, in dessen Anodenkreis ein einfacher Gesprächszähler geschaltet ist. Mittels einer Stoppuhr

[3]) *I. Wendt:* Geologisches Jahrbuch 70 (1954), S. 1.

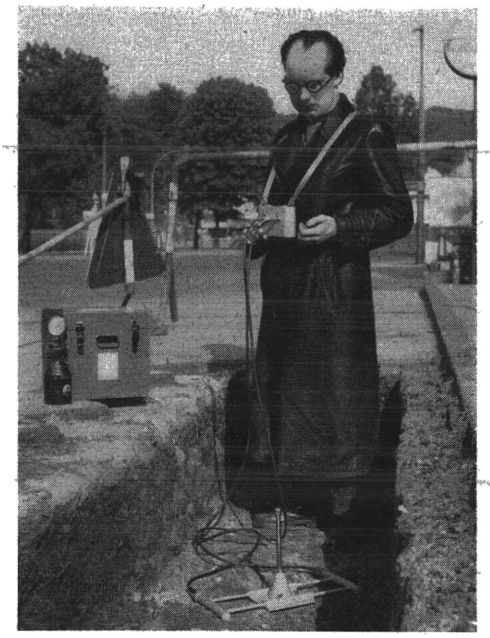


Bild 2. Meßanordnung und Zählgerät im praktischen Einsatz an einer Baustelle
Measuring arrangement and counter on a site / Dispositif de mesure et compteur sur un chantier

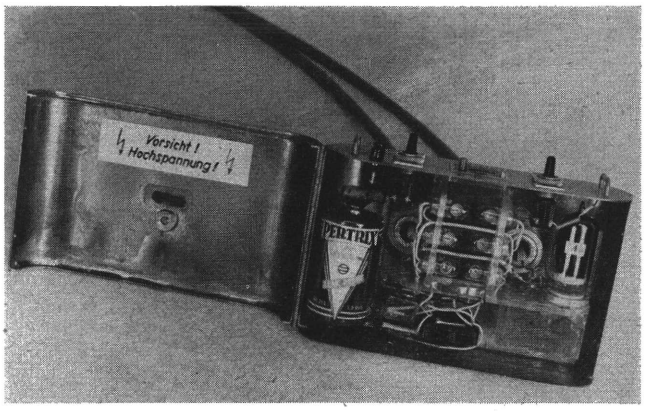


Bild 3. Innenansicht des Zählgerätes
Interior view of the counters / Vue intérieure des compteurs

wird die Zeit bestimmt, die für die Zählung einer vorgegebenen Anzahl von Impulsen benötigt wird.

Das Meßgerät wiegt mit Batterie weniger als 1000 g, die Meßgenauigkeit liegt bei ± 1%. Mit einem Präparat von 10 mC ^{137}Cs beträgt der Zeitaufwand je Meßstelle ca. 3 bis 5 Minuten. Da mit der γ-Strahlmeßmethode die Feuchtdichte gemessen wird, muß bei Absolutbestimmungen der Lagerungsdichte der Wassergehalt berücksichtigt werden. Die Eichkurve (Bild 4) wurde bei etwa 6% aufgenommen. Umrechnungsfaktoren für andere Feuchtigkeitswerte können einer Tabelle entnommen werden. Bei Relativmessungen, wie sie an verfüllten Gräben in der Regel ausreichen werden, muß eine Korrektur an den Meßwerten nur angebracht werden, wenn sich der Wassergehalt des Bodens bei dem zu untersuchenden und dem Bezugsboden nennenswert unterscheidet. Feuchtebestimmungen werden zweckmäßig mittels des CM-Gerätes von Riedel — de Haen durchgeführt.

Praktisch wird das Verfahren so angewendet, daß die radioaktive Sonde in 50 bis 80 cm tiefe Löcher eingeführt wird, die vorher mit einem Stahldorn an willkürlich gewählten Stellen vorgeschlagen wurden (vgl. Bild 2). Dabei ist dann ohne weiteres ein Vergleich zwischen dem geschütteten Boden und dem gewachsenen Boden mög-

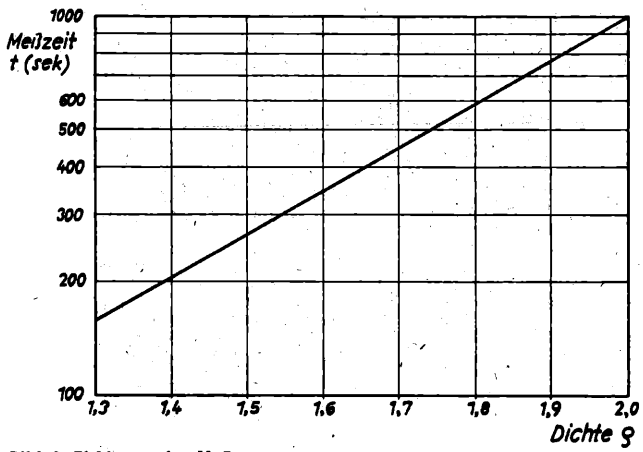


Bild 4. Eichkurve der Meßapparatur
Calibration curve of the measuring apparatus / Courbe d'étalonnage de l'appareil de mesure

lich, aber es ist auch möglich, ein absolutes Maß für die Dichte des Bodens zu finden, indem man den Dichtewert einer Eichkurve (Bild 4) entnimmt. Bei normalen Leitungsgräben bis etwa 1 m Tiefe genügt eine einmalige Meßreihe an verschiedenen Stellen, bei tieferen Gräben (bis zu 2 und 3 m) empfiehlt es sich, mehrere Messungen nach der Schüttung und der lagenweisen Verdichtung vorzunehmen. Im allgemeinen dürfte aber eine Meßreihe pro lfd. m. genügen. Wesentlich ist natürlich, daß die letzte Meßreihe aufgenommen wird, bevor eine Setzpacklage, ein Mischmakadam oder eine Pflaster- bzw. Betondecke aufgebracht werden. Derartige Straßendecken oder Bestandteile des Unterbaues verfälschen natürlich ein Meßergebnis. Über die Größe der Abweichungen, die man u. U. berücksichtigen kann, liegen aber noch keine Erfahrungen vor. Auch über Messungen an den sog. „wasserhaltenden Böden" (Torf, Moorboden, usw.) liegen noch keine verwertbaren Ergebnisse vor. Die Frage des Strahlenschutzes ist im Zusammenhang mit den bisherigen Messungen geprüft worden. Maßgebend für eine Gefährdung ist die Häufigkeit und die Zeitdauer, in welcher der Prüfer mit der Sonde arbeitet. Bei Beachtung der vorgeschriebenen und vorgesehenen einfachen Handhabungsregeln ist die Strahlengefährdung jedenfalls von gleicher Größenordnung wie bei einer Armbanduhr mit Leuchtzifferblatt, praktisch also unbedeutend.

Die Wirtschaftlichkeit des Verfahrens wird vor allen Dingen darin erblickt, daß keine ständige Beobachtung und Überwachung einer Baustelle notwendig ist, sondern daß es genügt, stichprobenweise die verdichteten Schüttungen sogleich nachzuprüfen, um festzustellen, ob die Verdichtung genügend ist oder ob eine Nachverdichtung vorgenommen werden muß. Das ist deshalb sehr wesentlich, weil der Unternehmer noch an der Baustelle mit seinen Arbeitskräften und seinen Geräten anwesend ist und ihm eine sofortige Nachverdichtung leichter fällt als Wochen und Monate später, wenn sich Setzungen zeigen. Das Verfahren ist also nicht nur für den Bauherrn ein gutes Hilfsmittel, sondern auch für den Unternehmer eine Selbstkontrolle.

Alle Rechte, insbesondere die des Nachdrucks — auch auszugsweise — vorbehalten. Fotomechanische Wiedergabe nur mit ausdrücklicher Genehmigung durch den Bauverlag GmbH., Wiesbaden-Berlin. — Druck: Druckerei Chmielorz, Wiesbaden

Bestimmung der Gegeninduktivität zwischen einer Einfachleitung mit Erdrückleitung und einer Doppelleitung

Von

J. Lang, Darmstadt

DK 621.316.974

FACHAUFSÄTZE IN SONDERDRUCKEN
Nummer 233
FRANZ WESTPHAL VERLAG „DREI GLOCKEN" GMBH
(24b) WOLFSHAGEN-SCHARBEUTZ (LÜBECKER BUCHT)

Lang: Bestimmung der Gegeninduktivität zwischen einer Einfachleitung mit Erdrückleitung und einer Doppelleitung

I. Allgemeines

DK 621.316.974

Das Ziel dieser Arbeit ist es, die Gegeninduktivität zwischen einer Einfachleitung mit Erdrückleitung und einer Doppelleitung in Abhängigkeit von der Lage der Doppelleitungsschleife zur Einfachleitung zu bestimmen. Die Kenntnis der Größe dieser Gegeninduktivität ist z. B. erforderlich, wenn man die Geräuschspannung berechnen will, die von einer Wechselstrombahnleitung in einer Fernsprechdoppelleitung induziert wird. Da solche Rechnungen durch die z. Z. bei der Deutschen Bundesbahn in Gang befindliche Umstellung vieler Bahnstrecken auf elektrischen Betrieb durchgeführt werden müssen, ist es von Wichtigkeit, wenn der Rechnungsgang möglichst einfach und schnell durchführbar ist.

Als Ausgangspunkt dienen Arbeiten von Pollaczek [1], [2], in denen Formeln abgeleitet werden, mit deren Hilfe man die Gegeninduktivität zwischen zwei Einfachleitungen mit Erdrückleitung berechnen kann. Ferner ist angegeben, wie man den in einer sekundären Doppelleitung induzierten Strom bestimmt. Diese Formeln gestatten an sich schon eine Berechnung der gesuchten Gegeninduktivität zwischen einer Einfachleitung mit Erdrückleitung und einer Doppelleitung. Jedoch haben sie nicht die Form, in der sie für die oben angegebenen praktischen Fälle geeignet wären. Es soll im folgenden versucht werden, sie durch Umformung und Vereinfachung den Erfordernissen der Praxis anzupassen. Dabei sollen natürlich die durch die Vernachlässigungen entstehenden Fehler noch innerhalb der technisch tragbaren Grenze bleiben. Hierbei ist zu berücksichtigen, daß Berechnungen dieser Art auf Voraussetzungen beruhen, die in der Praxis häufig nicht mehr exakt erfüllt sind, wie z. B. Annahmen über die Leitfähigkeit des Erdbodens oder der Einfluß benachbarter geerdeter Leiter. Es ist daher nicht sinnvoll, auf wenige Prozent genau rechnen zu wollen, wenn zu erwarten ist, daß die gemachten Annahmen von den tatsächlich zugrundeliegenden Werten im Einzelfall stark abweichen.

II. Ermittlung der Kurven $M_d = f(\alpha)$ für verschiedene Abstände

Ein parallel zur Erdoberfläche verlaufender Leiter Q sei der induzierende (Abb. 1). Er habe die Höhe η über dem endlich leitenden Erdboden. In einer Entfernung x liegt parallel zu Q der Leiter P in einer Höhe y. Für diese Anordnung gelten die folgenden Formeln für den Gegeninduktionskoeffizienten.

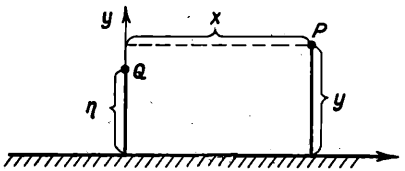


Abb. 1

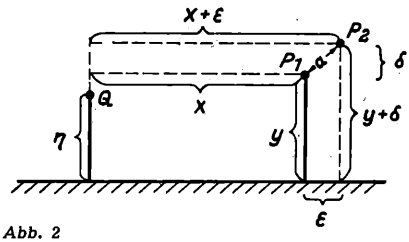


Abb. 2

Da die Ausdrücke nicht in geschlossener Form dargestellt werden können, hat man Näherungslösungen gesucht. Sie haben nur für bestimmte Abstandsbereiche Gültigkeit.

a) Für kleinen numerischen Abstand von der induzierenden Leitung:

$$10^9\ M_e \approx 2 \ln \frac{2}{\gamma |k| \sqrt{x^2 + (y-\eta)^2}} + 1 - \frac{j\pi}{2} - \frac{4 j k (y+\eta)}{3}\ ;\ x, y, \eta \gtreqless 0 \qquad (1)$$

$$\text{(anzuwenden für } |k| \sqrt{x^2 + (|y| + |\eta|)^2} < 1/2 \text{)} \qquad (1a)$$

b) für mittleren numerischen Abstand von der induzierenden Leitung:

$$10^9\ M_e \approx -\frac{4}{k^2 x^2} + 2 j \pi \cdot \frac{H_1^{(1)}(k|x|)}{k \cdot |x|} = -\frac{4}{k^2 x^2} +$$

$$+ \frac{\mathrm{kei}'(|kx|) - j\,\mathrm{ker}'(|kx|)}{|kx|}\ ;\ x,\ y,\ \eta \gtreqless 0 \qquad (2)$$

$$\text{(anzuwenden für } |kx| \leqq 3, \text{ falls } \frac{|y| + |\eta|}{x} < 0{,}05 \text{ ist)} \qquad (2a)$$

c) für großen numerischen Abstand von der induzierenden Leitung:

$$10^9\ M_e \approx 2 \ln \sqrt{\frac{x^2 + (y+\eta)^2}{x^2 + (y-\eta)^2}} - \frac{4}{k^2} \cdot \frac{x^2 - (y+\eta)^2}{[x^2 + (y+\eta)^2]^2} +$$

$$+ 4 j k (y+\eta) \left(\frac{1}{k^2 (x^2 + (y+\eta)^2)} + \frac{3x^2 - (y+\eta)^2}{k^4 (x^2 + (y+\eta)^2)^3} \right);\ \eta, y \geqq 0 \qquad (3)$$

(anzuwenden von $|k|\sqrt{x^2+(y+\eta)^2} > 3{,}5$ ab) (3a)

Hierin bedeuten:

M_e = Gegeninduktivitätskoeffizient in H/cm
ln = natürlicher Logarithmus (Basis e)
γ = 1.7811 . . .

$$k = e^{\frac{3j\pi}{4}} \cdot \sqrt{4\pi\sigma\omega} \text{ in } \frac{1}{cm}$$

σ = Leitfähigkeit des Erdbodens in $\frac{sec}{cm^2}$

$\omega = 2\pi f$ = Kreisfrequenz in $\frac{1}{sec}$

$H_1^{(1)}$ = Hankelsche Funktion 1. Art.

Damit ist man nun in der Lage, die Gegeninduktivität zwischen zwei Einfachleitungen zu berechnen.

Die pro Längeneinheit induzierte EMK beträgt:

$$\mathfrak{E} = -j\omega \cdot M_e \cdot J$$

wenn J der Strom ist, der in der induzierenden Leitung fließt.

In Abb. 2 sind zwei im Abstand a voneinander entfernte, parallel laufende Einfachleitungen (P_1, P_2) dargestellt, die im Einflußbereich einer dritten Einfachleitung mit Erdrückleitung liegen.

Die induzierten EMKe sind

$$\text{in } P_1: \quad \mathfrak{E}_1 = -j\omega M_e(x, y, \eta) \cdot J \cdot l$$
$$\text{in } P_2: \quad \mathfrak{E}_2 = -j\omega M_e(x+\varepsilon;\ y+\delta;\eta) \cdot J \cdot l$$

Schließt man beide Leitungen an einem Ende kurz und mißt am anderen Ende die induzierte EMK, dann erhält man

$$\mathfrak{E} = \mathfrak{E}_1 - \mathfrak{E}_2 = -j\omega\,(M_e(x, y, \eta) - M_e(x+\varepsilon;\ y+\delta;\eta)) \cdot J \cdot l$$

Dafür kann man auch schreiben:

$$\mathfrak{E} = -j\omega M_d \cdot J \cdot l,$$

wobei M_d der Gegeninduktivitätskoeffizient zwischen einer Einfachleitung mit Erdrückleitung und einer Doppelleitung ist.

Es ist also

$$M_d = M_e(x, y, \eta) - M_e(x+\varepsilon;\ y+\delta;\eta).$$

Da ε und δ klein sind gegen x und y, kann man dafür schreiben

$$M_d = \varepsilon \frac{\partial}{\partial x} M_e\ (x, y, \eta) + \delta \frac{\partial}{\partial y} M_e\ (x, y, \eta). \tag{4}$$

Durch partielle Differentiation der Formeln (1), (2) und (3) erhält man für die einzelnen Abstandsbereiche:

a) Für kleinen numerischen Abstand:

$$10^9 M_d = \frac{2}{x^2+(y-\eta)^2}\left\{\varepsilon x+\delta(y-\eta)\right\}+\delta\frac{4jk}{3}; \tag{5}$$

b) Für mittleren numerischen Abstand:

$$\frac{10^9 M_d}{\varepsilon} = \frac{8}{k^2 x^3}+\frac{2\pi j}{x} H_0^{(1)}(k|x|) - \frac{4\pi j}{k x^2} H_1^{(1)}(k|x|) \tag{6}$$

c) Für großen numerischen Abstand:

Durch partielle Differentation nach x:

$$\frac{\partial M_e}{\partial x} = \frac{8x\cdot 10^{-9}}{x^2+(y+\eta)^2}\left\{\frac{y\cdot\eta}{x^2+(y-\eta)^2} - \frac{3(y+\eta)^2-x^2}{k^2[x^2+(y+\eta)^2]^2}+\right.$$
$$\left.+\frac{j(y+\eta)}{k[x^2+(y+\eta)^2]}\left[\frac{6[(y+\eta)^2-x^2]}{k^2[x^2+(y+\eta)^2]^2}-1\right]\right\} \tag{7}$$

Durch partielle Differentation nach y:

$$\frac{\partial M_e}{\partial y} = \frac{4\cdot 10^{-9}}{x^2+(y+\eta)^2}\left\{\frac{\eta(x^2+y^2+\eta^2)}{x^2+(y-\eta)^2} - \frac{2(y+\eta)[(y+\eta)^2-3x^2]}{k^2[x^2+(y+\eta)^2]^2}+\right.$$
$$\left.+\frac{j}{k[x^2+(y+\eta)^2]}\left[x^2-(y+\eta)^2+3\,\frac{[x^2-(y+\eta)^2]^2-4x^2(y+\eta)^2}{k^2[x^2+(y+\eta)^2]^2}\right]\right\} \tag{8}$$

Da im Geltungsbereich dieser Ausdrücke $x \gg y+\eta$ ist, kann man auch schreiben

$$\frac{\partial M_e}{\partial x} = \frac{8\cdot 10^{-9}}{x^3}\left\{y\cdot\eta+\frac{1}{k^2}-\frac{j(y+\eta)\cdot 6}{k^3\cdot x^2}-\frac{j(y+\eta)}{k}\right\} \tag{9}$$

$$\frac{\partial M_e}{\partial y} = \frac{4\cdot 10^{-9}}{x^2}\left\{\eta+\frac{6(y+\eta)}{k^2\cdot x^2}+\frac{j}{k}+\frac{3j}{k^3x^2}\right\}. \tag{10}$$

Setzt man nun

$$\frac{\partial M}{\partial x} = u+jv \tag{9a}$$

$$\frac{\partial M}{\partial y} = w+jz, \tag{10a}$$

dann erhält man nach (4):

$$M_d = \varepsilon u+\delta w+j(\varepsilon v+\delta z). \tag{11}$$

Um nun einen Überblick zu bekommen, wie sich der Gegeninduktivitätskoeffizient M_d in Abhängigkeit von dem Abstand x und der Lage α der Doppelleitung verhält, sollen nun mit Hilfe der gewonnenen Ausdrücke einige Kurven ermittelt werden.

Zunächst wird nach Abb. 3 der Winkel α definiert, der die Lage der Doppelleitung zur Horizontalen angibt.

Derjenige Leiter der Doppelleitung, der der induzierenden Leitung am nächsten liegt, ist P_1 (x, y). P_2 hat die Koordinaten P_2 ($x + \varepsilon$; $y + \delta$). Je nachdem ob P_2 höher oder tiefer liegt als P_1, hat δ ein positives oder negatives Vorzeichen. Damit ist α bestimmt durch:

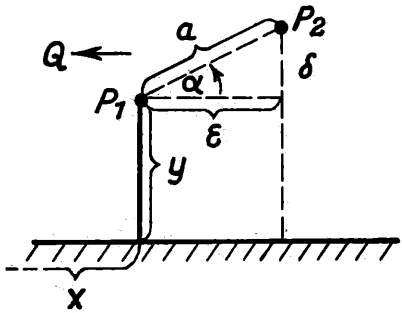


Abb. 3

$$\varepsilon = a \cdot \cos\alpha \tag{12}$$

$$\delta = a \cdot \sin\alpha \tag{13}$$

oder:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{\delta}{\varepsilon}; \quad (-90^0 \leq \alpha \leq +90^0) \tag{14}$$

Weiterhin werden folgende Annahmen gemacht.

Die Frequenz des induzierenden Stromes (bzw. die interessierende Oberwelle) betrage

$$f = 800 \text{ Hz}.$$

Bei dieser Frequenz sei die Leitfähigkeit des Erdreichs

$$\sigma = 5.10^{-14} \frac{\text{sec}}{\text{cm}^2}$$

Zur Vereinfachung der Betrachtungen sei angenommen, daß die Einfachleitung und die Doppelleitung die gleiche Höhe von 6 m über dem Erdboden haben, was in vielen praktischen Fällen zutrifft.

$$y = \eta = 6 \text{ m}$$

Zur Abkürzung ist im folgenden gesetzt:

$$\frac{4 j k}{3} = -h (1 + j), \tag{15}$$

wobei $h = \frac{8\pi}{3}\sqrt{f \cdot \sigma} \approx 5{,}3 \cdot 10^{-5} \text{ cm}^{-1}$.

Zunächst soll der Nahbereich betrachtet werden. Unter Berücksichtigung von (12), (13) und (15) geht (5) über in:

$$\frac{10^9\, M_d}{a} = \frac{2}{x}\cos\alpha - h \sin\alpha + j\, h \sin\alpha. \qquad (16)$$

Der Betrag von M_d ist

$$\frac{10^9\, |M_d|}{a} = \sqrt{\left(\frac{2}{x}\cos\alpha - h \cdot \sin\alpha\right)^2 + h^2 \sin^2\alpha} \qquad (16a)$$

oder

$$\frac{10^9\, |M_d|}{a} = \sqrt{\left(2h^2 - \frac{4}{x^2}\right)\sin^2\alpha - \frac{2h}{x}\sin 2\alpha + \frac{4}{x^2}} \qquad (17)$$

Nach (1a) gilt dieser Ausdruck für $x < 88$ m bei den gemachten Annahmen.

Mit (17) kann nun für jedes $x < 88$ m der Gegeninduktionskoeffizient $|M_d|$ in Abhängigkeit von α bestimmt werden.

In den Abb. 4 und 5 ist $|M_d| = f(\alpha)$ für $x = 5$, 10, 30, 50 und 80 m dargestellt.

Die Winkel, bei denen $|M_d|$ einen Extremwert hat, findet man, wenn man den Radikanden nach α differenziert und die erste Ableitung gleich Null setzt.

Die Lage der Extremwerte ist

$$\operatorname{tg} 2\alpha = \frac{2hx}{h^2 x^2 - 2} \qquad (18)$$

Die maximale Gegeninduktivität tritt bei folgenden Winkelwerten auf $\left({}^{\alpha}M_{d\,max}\right)$:

x	5	10	30	50	80	m
${}^{\alpha}M_{d\,max}$	− 0,75	− 1,5	− 4,57	− 7,68	− 12,45	°

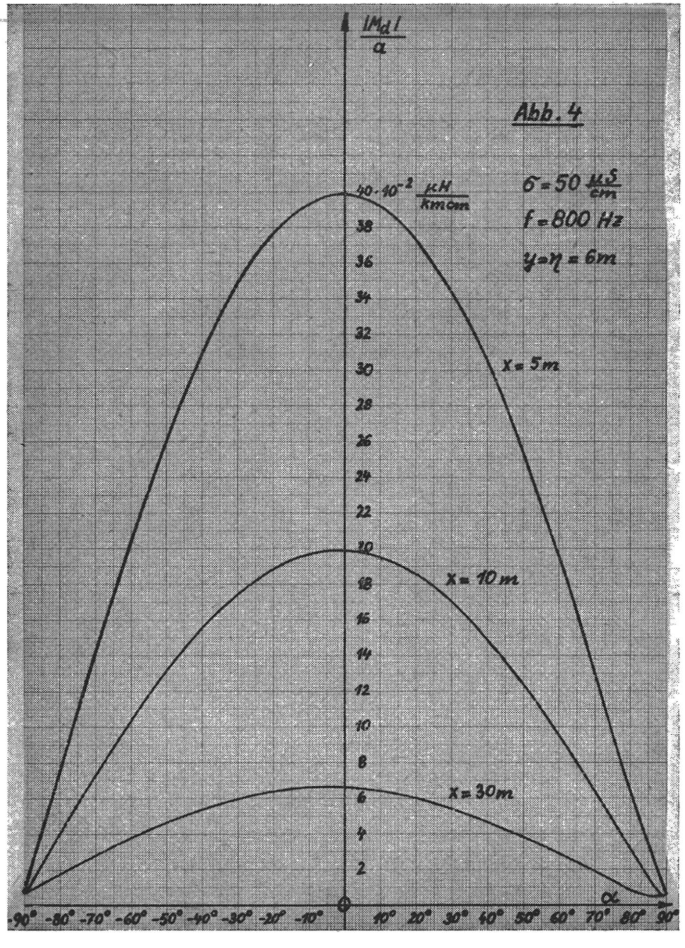
Den Winkel ${}^{\alpha}M_{d\,min}$, bei dem $|M_d|$ den kleinsten Wert hat, findet man

$${}^{\alpha}M_{d\,min} = {}^{\alpha}M_{d\,max} + 90° \qquad (19)$$

Um die Verhältnisse bei großen Abständen zwischen Einfachleitung und Doppelleitung betrachten zu können, geht man von Gleichung (11) aus, die im angenommenen Falle für den Abstandsbereich $x > 622$ m gilt.

Mit (12) und (13) erhält man für den Betrag der Gegeninduktivität

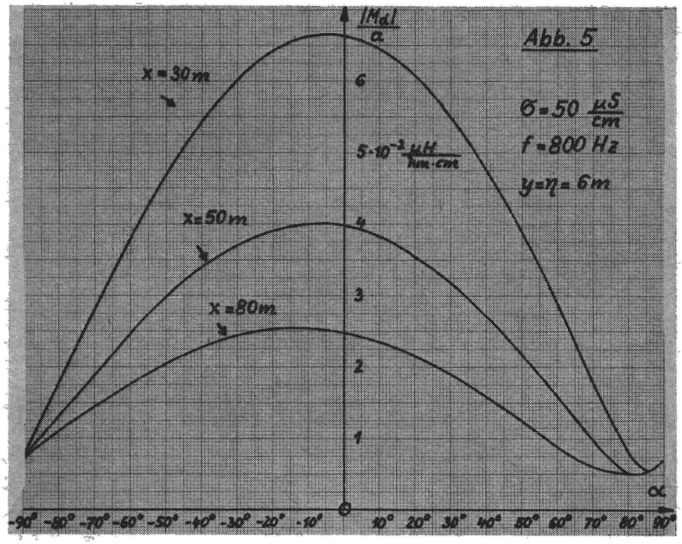
$$\frac{|M_d|}{a} = \sqrt{[w^2 + z^2 - (u^2 + v^2)] \sin^2 \alpha + (uw + v \cdot z) \sin 2\alpha + u^2 + v^2} \qquad (18)$$



Für Abstände x = 650 m, 800 m und 1000 m wurde $\frac{|M_d|}{a} = f(\alpha)$ in Abb. 6 aufgetragen.

Extremwerte von $|M_d|$ liegen vor bei

$$\operatorname{tg} 2\alpha = -\frac{2(wu + vz)}{w^2 + z^2 - (u^2 + v^2)}; \qquad (19)$$



Damit findet man für ${}^{\alpha}M_{d\,max}$

x	650	800	1000	m
${}^{\alpha}M_{d\,max}$	— 69,8	— 72,8	— 75,8	°

Nun fehlt noch der Bereich 240 m $<$ x $<$ 533 m. Die für diesen Bereich geltende Näherungslösung (2) zeigt keine Abhängigkeit von y. In der daraus abgeleiteten Gl. (6) tritt daher nur der Faktor ε auf. Das bedeutet, daß die Größe des Gegeninduktivitätskoeffizienten nur mit dem waagrechten Abstand der beiden Leiter der Doppelleitung wachsen würde. Das wiederum heißt, daß in diesem mittleren Bereich das Maximum von $|M_d|$ bei $\alpha = 0$ liegen müßte.

Trägt man jedoch $\alpha M_{d\,max} = f(x)$ für die beiden Bereiche x $<$ 88 m und x $>$ 622 m auf und verbindet beide Kurvenstücke durch einen kontinuierlichen Übergang, wie dies ja aus physikalischen Gründen sein muß, dann erhält man im Bereich 240 m $<$ x $<$ 533 m für ${}^{\alpha}M_{d\,max}$ Werte zwischen —44° und —66° (s. Abb. 7)

Dieser Widerspruch erklärt sich dadurch, daß Gleichung (2) eben nur eine Näherungslösung ist, in der die Abhängigkeit von y herausfällt, da sie bei der Berechnung der Gegeninduktivität zwischen zwei Einfachleitungen praktisch keine Rolle spielt.

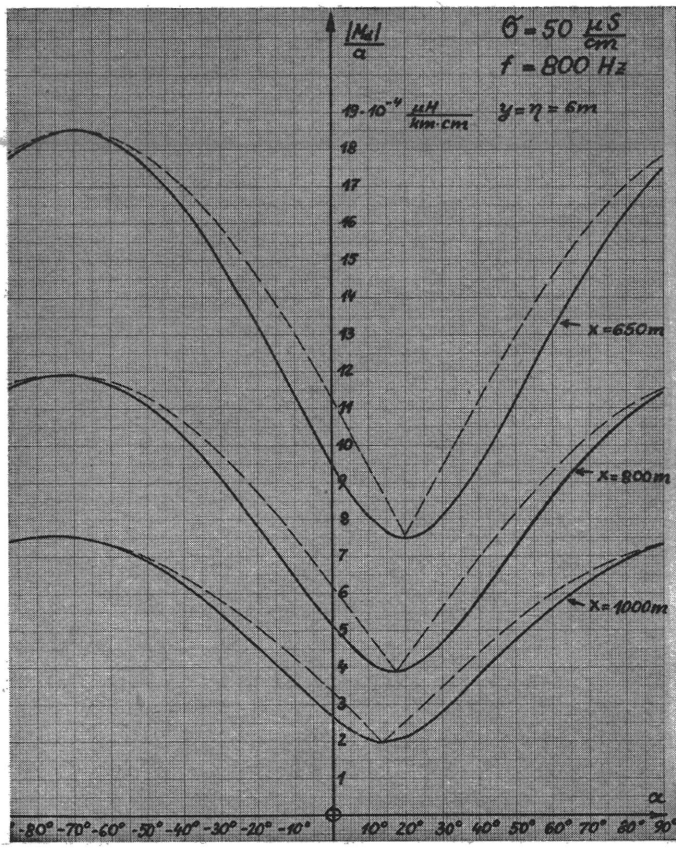


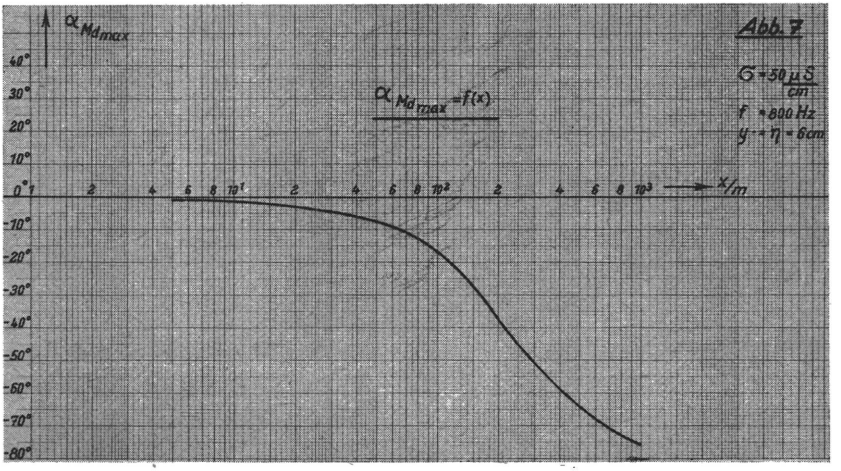
Abb 6

Betrachtet man die absoluten Beträge von M_d in Abhängigkeit von x unter der Annahme einer Doppelleitung, deren Leiter in gleicher Höhe über dem Erdboden verlaufen ($\varepsilon = a$, $\alpha = o$), dann findet man nach Gl. (6) folgende Werte.

x	240	300	400	500	540	m
$\frac{\lvert M_d \rvert}{\varepsilon}$	1,792	1,072	0,51	0,265	0,208	$\cdot 10^{-2} \frac{\mu H}{km \cdot cm}$

Diese Werte liegen in der gleichen Größenordnung wie diejenigen, die man aus der Verbindungskurve der Bereiche $x < 88$ m und $x > 622$ m für $\frac{|M_d|}{a}$ max ablesen kann. (Abb. 8)

Für die weiteren Betrachtungen soll von den Werten ausgegangen werden, die für den Nah- und Fernbereich ermittelt wurden. Der Zwischenbereich wird durch Verlängerung der Kurven überbrückt, wie das in den Abb. 7 und 8 bereits geschehen ist.



III. Vereinfachung der Berechnung

Wie man aus den bisherigen Abschnitten ersieht, erfordert die Berechnung von $\frac{|M_d|}{a}$ für gegebene Werte von x und α einen erheblichen Rechenaufwand und dementsprechend viel Zeit. Wie läßt sich nun das Verfahren so verkürzen, daß es in der Praxis angewendet werden kann?

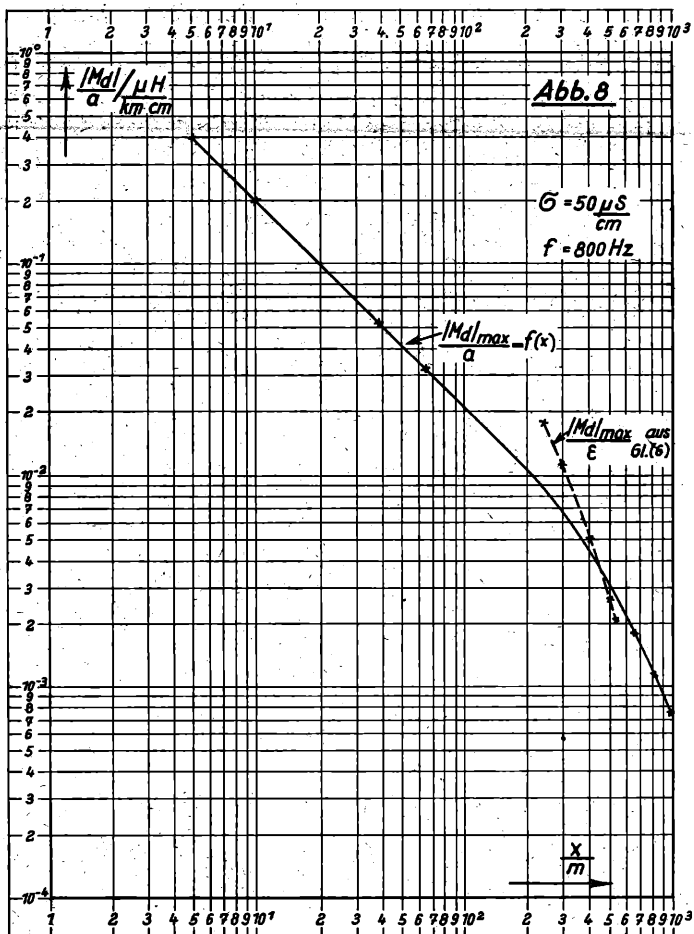
Zunächst kann man die Kurven $|M_d| = f(\alpha)_{x = \text{const}}$ näherungsweise mit Kosinushalbwellen vergleichen. In den Abb. 6, 9 und 10 sind diese gestrichelt eingezeichnet.

Man sieht, daß sie bei den großen Werten von $|M_d|$ (d. h. bei kleiner Entfernung zwischen Doppelleitung und induzierender Leitung) kaum von den berechneten Kurven abweichen. Erst bei relativ großen Entfernungen ($x \geqq 650$ m), also kleinen Werten von $|M_d|$ treten größere Abweichungen auf. Diese Unterschiede sind aber sicher noch vertretbar. Außerdem liegen die Kosinushalbwellen stets über den tatsächlichen Werten und man rechnet immer auf der sicheren Seite.

Auf diese Weise läßt sich nun relativ einfach $|M_d|$ für beliebiges x und α bestimmen. Es sind dazu drei Funktionen erforderlich, die die Lage der Kosinushalbwellen für beliebiges x eindeutig festlegen. Es wurden gewählt

1. $\frac{|M_d|}{a}_{\min}(x) = A(x)$

2. $\frac{|M_d|}{a}_{\max}(x) - \frac{|M_d|}{a}_{\min}(x) = B(x)$



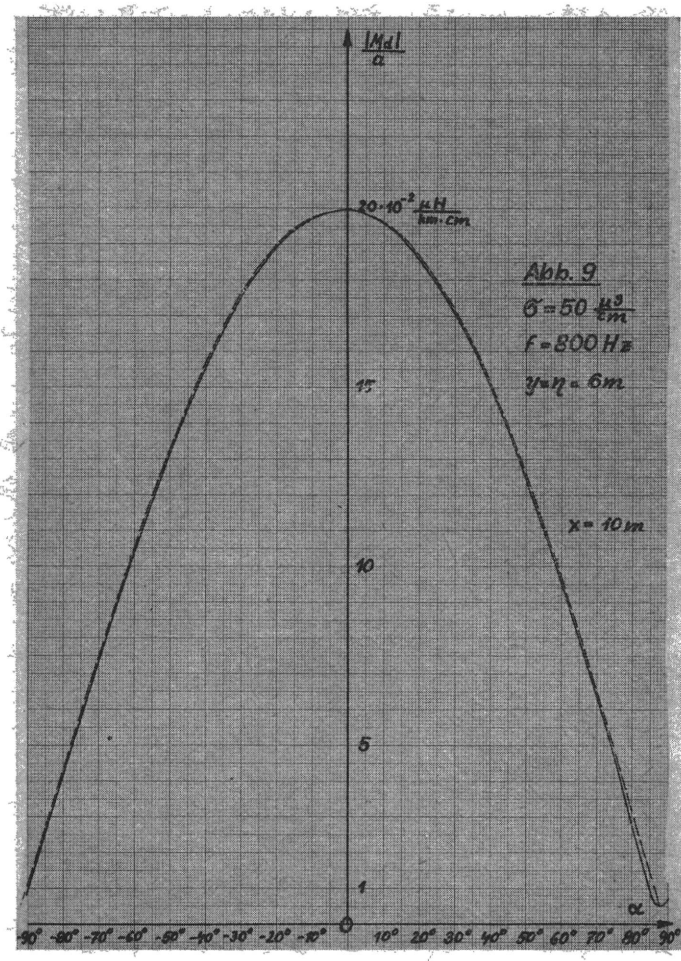
Diese beiden Funktionen sind in Abb. 11 dargestellt. Als dritte Bestimmungsgröße wird der Winkel α benutzt, bei dem $\frac{|M_d|}{a}$ bei dem jeweiligen Abstand den Maximalwert hat, also

3. $\alpha_{M_{d\,max}} = f(x)$.

Diese Kurve ist in Abb. 7 aufgetragen.

Aus diesen drei Größen ergibt sich nun $\frac{|M_d|}{a}$ nach der Beziehung

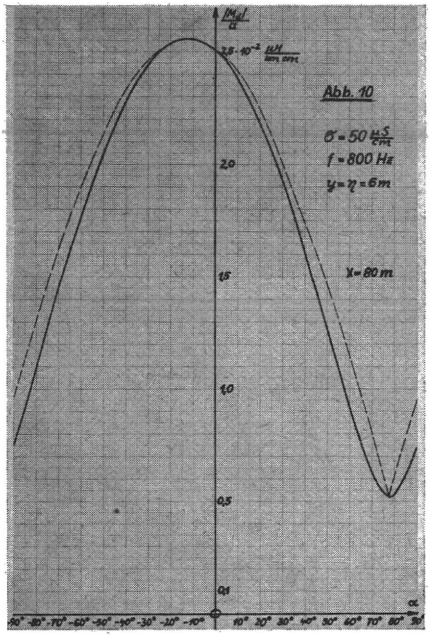
$$\frac{|M_d|}{a} = A(x) + B(x) \cdot \left| \cos(\alpha - \alpha_{M_{d\,max}}) \right| \qquad (20)$$



Man liest also aus Abb. 11 zu einem gegebenen Wert von x die Werte für A(x) und B(x) ab und aus Abb. 7 den zugehörigen Winkel $^{\alpha}M_{dmax}$. Aus (20) läßt sich dann der gesuchte Wert für M_d einfach berechnen.

IV. Berücksichtigung des Falles $y \neq \eta$

Zum Schluß soll noch der Fall betrachtet werden, daß $y \neq \eta$ ist, d. h. daß die Doppelleitung nicht die gleiche Höhe hat wie die Einfachleitung.



Man kann sich dabei auf den Nahbereich beschränken, da sich bei größeren Entfernungen die Höhenunterschiede nicht mehr bemerkbar machen.

Im folgenden ist

$$y - \eta = \zeta. \qquad (21)$$

ζ gibt also an, um wieviel die Doppelleitung höher liegt als die Einfachleitung. Hierbei ist der Leiter der Doppelleitung maßgebend, der der induzierenden Einfachleitung am nächsten liegt. ζ ist negativ, wenn die Doppelleitung niedriger ist als die Einfachleitung.

Aus Gl. (5) erhält man dann unter Berücksichtigung von (12), (13) und (15)

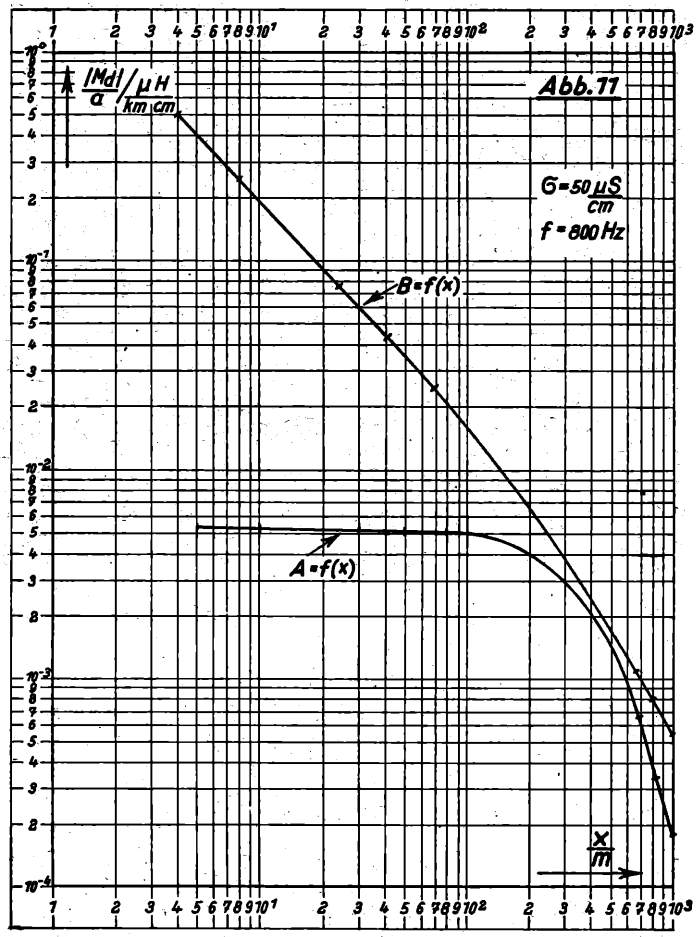
$$\frac{10^9\ M_d}{a} = \frac{2\,(x \cdot \cos\alpha + \zeta \cdot \sin\alpha)}{x^2 + \zeta^2} - h \cdot \sin\alpha + j\,h \sin\alpha$$

Der Betrag der Gegeninduktivität ist

$$\frac{10^9 |M_d|}{a} = \sqrt{\frac{4\,(x\cos\alpha + \zeta\sin\alpha)^2}{(x^2+\zeta^2)^2} + 2\,h^2\sin^2\alpha - \frac{4h\sin\alpha\,(x\cos\alpha+\zeta\sin\alpha)}{x^2+\zeta^2}} \qquad (22)$$

Die Winkelwerte, bei denen $|M_d|$ einen Extremwert hat, findet man nach:

$$\operatorname{tg} 2\alpha = \frac{2\,x\,\zeta - h\,x^3 - h\,x\,\zeta^2}{x^2 - \frac{h^2}{2}x^4 + h\,x^2\,\zeta - \zeta^2\,(h^2x^2+1) + h\zeta^3 - \frac{h^2}{2}\,\zeta^4} \qquad (23)$$



Damit wurden für $^{\alpha}M_{d\,max} = f(x\zeta)$ folgende Werte ermittelt.

ζ/m / x/m	−3	−2	−1	0	+1	+2	+3
5	−31,7	−22,6	−11,6	−0,75	+10,6	+21	+30,2
10	−17,95	−12,65	−7,2	−1,5	+4,2	+9,9	+15,4
30	−10,3	−8,14	−6,47	−4,57	−2,67	−0,75	+1,14
50	−11,1	−9,95	−8,85	−7,68	−6,53	−5,4	−4,28
80	−14,7	−13,9	−13,05	−12,45	−11,75	−11,15	−10,35

Man sieht, daß bei kleinen Werten von x der Winkel $^{\alpha}M_{d\,max}$ erheblich von ζ abhängig ist. Bei größeren Abständen spielt dagegen ζ keine Rolle mehr.

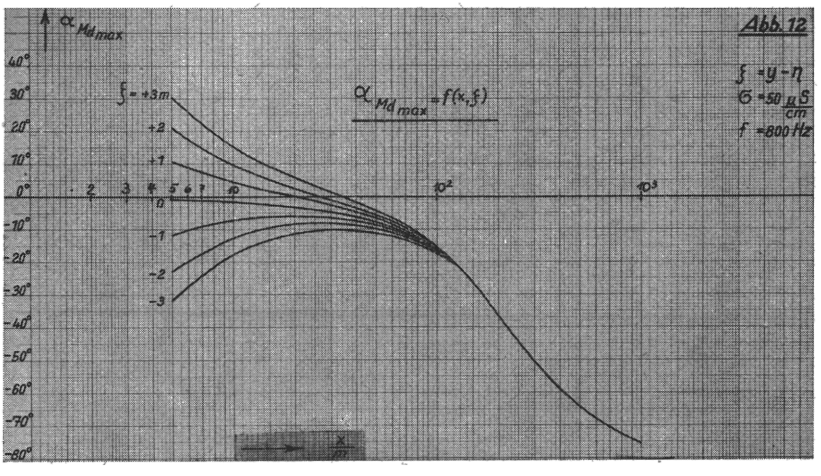
Die Änderungen von $|M_d|_{max}$ in Abhängigkeit von ζ sind gering. Für x = 5 m und x = 10 m ergeben sich die folgenden Werte für $\frac{M_{d\,max}}{a}$ bei Höhenunterschieden bis zu drei Metern.

ζ / x/m	−3	−2	−1	0	+1	+2	+3
5	34,6	37,3	39,35	40	39,1	36,4	$34 \cdot 10^{-2} \frac{\mu H}{km\,cm}$
10	19,3	19,68	19,95	20	19,83	19,45	$19 \cdot 10^{-2} \frac{\mu H}{km\,cm}$

Die größte Abweichung tritt auf bei ζ = + 3 m und beträgt bei x = 5 m — 15 %. Bei x = 10 m weicht der Wert nur noch um — 5 % ab.

Da bei festem x die Entfernung zwischen Einfachleitung und Doppelleitung dann am kürzesten ist, wenn ζ = 0 ist, sind auch die Werte für $|M_d|_{max}$ bei ζ = 0 am größten. Man kann deshalb die geringen Abweichungen von $|M_d|_{max}$ für ζ = 0 vernachlässigen, weil man wieder auf der sicheren Seite rechnet. Das gleiche gilt für $|M_d|_{min}$.

Dagegen spielt die Abhängigkeit des Winkels $^{\alpha}M_{d\,max}$ von ζ schon eine merkliche Rolle. Dies wird in Abb. 12 berücksichtigt, in



der ζ als Parameter auftritt. Man benutzt daher bei Anwendung von (20) anstatt Abb. 7 besser Abb. 12.

V. Zusammenfassung für die praktische Anwendung

Der mittlere Abstand zwischen der induzierenden Einfachleitung mit Erdrückleitung und der Doppelleitung wird x und die Schleifenbreite wird a genannt. Der Winkel, der von einer Geraden durch die

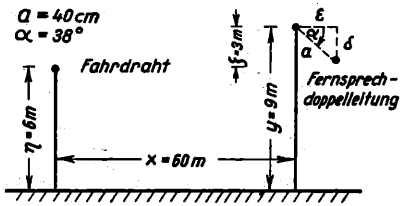


Abb. 13

beiden Leiter und von einer Horizontalen durch den der Einfachleitung am nächsten liegenden Leiter gebildet wird, wird mit α bezeichnet. Dieser Winkel wird im mathematischen Sinne positiv gezählt. Für ihn gilt ferner $-90° \leqq \alpha \leqq +90°$.

Weiterhin wird die Höhendifferenz zwischen Einfach- und Doppelleitung ζ genannt.

Bei einer Gegeninduktivitätsberechnung müssen also die vier Größen x, a, ζ und α bekannt sein.

Aus den Kurven in Abb. 11 und 12 liest man die zu dem gegebenen x gehörigen Werte für A, B und ${}^{\alpha}M_{d\,max}$ ab. Bei ${}^{\alpha}M_{d\,max}$ ist bei kleinen Werten von x noch ζ zu berücksichtigen.

Der gesuchte Wert für $|M_d|$ ergibt sich dann sehr einfach nach Gl. (20).

Beispiel: (s. Abb. 13)

Es ist $x = 60$ m; $a = 40$ cm; $\alpha = -38°$; $\zeta = +3$ m

Aus den Kurven (Abb. 11 u. 12):

$$A = 0{,}52 \cdot 10^{-2} \frac{\mu H}{km\,cm};\quad B = 2{,}85 \cdot 10^{-2} \frac{\mu H}{km\,cm};\quad {}^{\alpha}M_{d\,max} = -6{,}5°$$

Damit findet man:

$$|M_d| \approx 40\ cm \left(0{,}52 \cdot 10^{-2} \frac{\mu H}{km\,cm} + 2{,}85 \cdot 10^{-2} \frac{\mu H}{km\,cm} \cdot |\cos(-38° + 6{,}5°)|\right)$$

$$\underline{\underline{|M_d| \approx 1{,}2 \frac{\mu H}{km}}}$$

Ist die Strecke, auf der diese Näherung von $x = 60$ m besteht, 5 km lang, dann beträgt die Gegeninduktivität:

$$\underline{\underline{|M_d| \cdot l}} \approx 1{,}2 \frac{\mu H}{km} \cdot 5\ km = \underline{\underline{6\ \mu H}} \qquad (294/1)$$

---

[1]) Pollaczek, Das Feld einer unendlich langen, wechselstromdurchflossenen Einfachleitung, ENT, Bd. 3, 1926, S. 339—359.

[2]) Pollaczek, Über die Induktionswirkungen einer Wechselstromeinfachleitung, ENT, Bd. 4, 1927, S. 18—30.

Sonderdruck
aus
ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG

Der klemmenzahlsymmetrische Mehrpol

Von Wilhelm Klein

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Außenstelle Berlin

A.E.Ü. 12 [1958], 533–539; eingegangen am 3. August 1958)

DK 621.372.6:621.395.822.1

Es werden unter Benutzung der Matrizenschreibweise die Formeln für das Nah- und Fernnebensprechen eines klemmenzahlsymmetrischen Mehrpols entwickelt und auf das Bündel gekoppelter Leitungen angewendet. Als Sonderfälle werden die längshomogenen idealen und fastidealen Leitungsbündel behandelt.

Using the matrix notation formulas are developed for the near-end and far-end crosstalk of a multi-terminal network that is symmetrical with respect to the number of terminals, and these formulas are applied to a group of intercoupled lines. Special cases discussed are the ideal and nearly ideal line groups with longitudinal homogeneity.

1. Der beschaltete klemmenzahlsymmetrische Mehrpol

Ein Mehrpol ist eine elektrische Schaltung, die über eine Anzahl Klemmenpaare von außen zugänglich ist. Wenn man die Klemmenpaare in zwei gleiche Gruppen unterteilen kann (d. h., wenn gleichviele Eingangsklemmenpaare und Ausgangsklemmenpaare vorhanden sind), dann nennt man den Mehrpol *klemmenzahlsymmetrisch*. Ein Beispiel für einen klemmenzahlsymmetrischen Mehrpol, das von großem praktischen Interesse ist, ist das Bündel von Leitungen, die sich beeinflussen, oder in technischer Ausdrucksweise das Nebensprechproblem in einem Kabel oder auf einem Freileitungsgestänge.

Wir betrachten einen Mehrpol nach Bild 1, bei dem auf jeder Seite die Spannungen gegen die gleiche Bezugsklemme gemessen werden, so daß also alle Eingangsklemmenpaare bzw. Ausgangsklemmenpaare einpolig zusammen liegen. Die beiden Bezugsklemmen brauchen nicht unmittelbar miteinander verbunden zu sein. Wir fassen die n Eingangsspannungen und -ströme zu je einer Spaltenmatrix zusammen:

$$U_1 = \begin{pmatrix} u_{1N} \\ u_{2N} \\ \vdots \\ u_{nN} \end{pmatrix}, \qquad I_1 = \begin{pmatrix} i_{1N} \\ i_{2N} \\ \vdots \\ i_{nN} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

ebenso die n Ausgangsspannungen und -ströme:

$$U_2 = \begin{pmatrix} u_{1F} \\ u_{2F} \\ \vdots \\ u_{nF} \end{pmatrix}, \qquad I_2 = \begin{pmatrix} i_{1F} \\ i_{2F} \\ \vdots \\ i_{nF} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Der Zusammenhang zwischen diesen Spannungen und Strömen sei in der Kettenform der Mehrpolgleichungen gegeben:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Dabei sind die vier Teilmatrixen A_{11} usw. n-reihige quadratische Matrizen. Wie man im Einzelfall diese Kettenmatrix ermittelt, werden wir weiter unten an Beispielen sehen.

Wir verwenden in Bild 1 symmetrische Vorzeichen, d. h. die Ausgangsströme i_{1F}, i_{2F}, ... werden in den Mehrpol hinein positiv gerechnet. Diese Vorzeichenwahl ist in der Mehrpoltheorie in vielen Fällen unumgänglich. In unserem Fall werden wir jedoch später bei der Anwendung auf das Leitungsbündel auf Kettenvorzeichen übergehen.

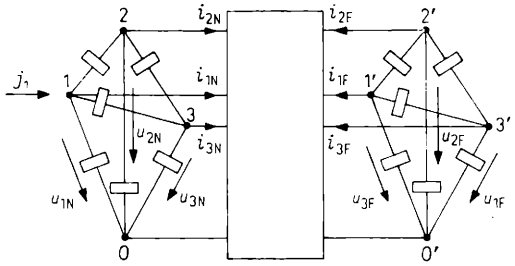


Bild 1. Beidseitig beschalteter klemmenzahlsymmetrischer Mehrpol.

Der Mehrpol sei nach Bild 1 am Eingang mit einem Netz von Abschlußleitwerten beschaltet, dessen Leitwertmatrix Q_1 ist, am Ausgang mit dem Netz Q_2, und er sei am Klemmenpaar 1 mit der Einströmung j_1 erregt. Bild 2 zeigt diesen Mehrpol in abgekürzter Darstellung. Die Einführung dieser Größen ermöglicht es, die Ströme I_1 und I_2 zu eliminieren. Zu diesem Zweck definieren wir noch die Spaltenmatrix der Einströmungen

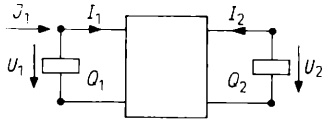


Bild 2. Mehrpol nach Bild 1 in verkürzter Darstellung.

$$J_1 = \begin{pmatrix} j_1 \\ 0 \\ \vdots \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Damit erhalten wir für die Eingangsgrößen

$$J_1 = I_1 + Q_1 U_1 \quad (5)$$

und für die Ausgangsgrößen[1]

$$I_2 = -Q_2 U_2 . \quad (6)$$

Wenn wir Gl. (6) und Gl. (3) in Gl. (5) einsetzen, ergibt sich

$$J_1 = (Q_1 A_{11} - Q_1 A_{12} Q_2 + A_{21} - A_{22} Q_2)\, U_2\,, \quad (7)$$

wofür wir abgekürzt

$$J_1 = Y_F U_2 \quad (7a)$$

schreiben wollen.

Wenn wir Y_F nichtsingulär voraussetzen, wird

$$U_2 = Y_F^{-1} J_1\,. \quad (8)$$

Wir erhalten damit die Spannungen U_2 am senderfernen Ende als Funktion von J_1, also von der Einströmung j_1 in die Leitung 1. Mit den Gl. (7) und (8) ist das Problem des Fernnebensprechens formal in aller Allgemeinheit gelöst, denn es ergibt sich für die Spannungen am fernen Ende[2]

$$u_{1F} = \frac{\det_{11} Y_F}{\det Y_F}\, j_1\,, \quad u_{2F} = -\frac{\det_{12} Y_F}{\det Y_F}\, j_1\,,$$

also für das sogenannte *relative Fernnebensprechen*

$$\frac{u_{2F}}{u_{1F}} \sqrt{\frac{q_{2F}}{q_{1F}}} = -\frac{\det_{12} Y_F}{\det_{11} Y_F} \sqrt{\frac{q_{2F}}{q_{1F}}}\,. \quad (9)$$

In ähnlicher Weise erhalten wir die Spannungen U_1 am sendernahen Ende, also das Nahnebensprechen. Aus der ersten Gleichung von Gl. (3) und aus Gl. (6) erhält man den Zusammenhang zwischen den Eingangs- und Ausgangsspannungen

$$U_1 = (A_{11} - A_{12} Q_2)\, U_2 \quad (10)$$

und mit Gl. (8)

$$U_1 = (A_{11} - A_{12} Q_2)\, Y_F^{-1} J_1 =$$
$$= \left[Q_1 + (A_{21} - A_{22} Q_2)\,(A_{11} - A_{12} Q_2)^{-1}\right]^{-1} J_1\,. \quad (11)$$

Man darf sich nicht darüber täuschen, daß die Auswertung der Gl. (9) oder (11) trotz ihrer formalen Einfachheit bei verwickelteren Schaltungen einen außerordentlichen Rechenaufwand erfordert. Man erzielt aber entscheidende Vereinfachungen durch die Möglichkeit von Näherungsrechnungen, wenn man wellenwiderstandsmäßige Anpassung und lose Kopplung voraussetzen darf.

Die Wellenleitwerte Y_{w1} und Y_{w2} sollen entsprechend wie beim Vierpol folgendermaßen definiert werden: Wenn man ein Netzwerk mit der Leitwertmatrix Y_{w2} an die sekundären Klemmen des Mehrpols hängt, dann mißt man an den Primärklemmen die Leitwertmatrix Y_{w1}. Umgekehrt mißt man an den Sekundärklemmen Y_{w2}, falls man die Primärklemmen mit Y_{w1} abgeschlossen hat. Aus diesen beiden Forderungen lassen sich, wie im Anhang gezeigt wird, die beiden Matrizen der Wellenleitwerte Y_{w1} und Y_{w2} als Funktion der Mehrpoleigenschaften bestimmen. Man erhält die beiden Bedingungen (Gl. (A 22a, b))

$$A_{12} Y_{w2} = -\,Y_{w1}^{-1} A_{21}\,, \quad A_{11} = -\,Y_{w1}^{-1} A_{22} Y_{w2}\,.$$

Setzt man das in Gl. (7) ein, so ergibt sich nach Umformung[3]

$$Y_F = \frac{1}{2} Q_1 \left[\left(E + Q_1^{-1} Y_{w1}\right)(A_{11} - A_{12} Y_{w2}) \times \right.$$
$$\times \left(E + Y_{w2}^{-1} Q_2\right) + \quad (12)$$
$$\left. + (E - Q_1^{-1} Y_{w1})(A_{11} + A_{12} Y_{w2})(E - Y_{w2}^{-1} Q_2)\right]$$

(E ist die Einheitsmatrix). Darin stellt nach Gl. (10) der Faktor $(A_{11} - A_{12} Y_{w2})$ den Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannungen bei sekundärer Anpassung ($Q_2 = Y_{w2}$) dar. Für den längssymmetrischen Mehrpol ($Y_{w1} = Y_{w2} = Y_w$) kann man aus diesem Faktor nach Gl. (A 29) die Matrix der Wellenübertragungsmaße G_w definieren, so daß man mit Gl. (A 32) und (A 30) erhält:

$$Y_F = \frac{1}{2} Q_1 \left[\left(E + Q_1^{-1} Y_w\right) e^{G_w} \left(E + Y_w^{-1} Q_2\right) + \right.$$
$$\left. + \left(E - Q_1^{-1} Y_w\right) e^{-G_w} \left(E - Y_w^{-1} Q_2\right)\right]. \quad (13)$$

Da man sich in der Praxis meist um wellenwiderstandsmäßige Anpassung bemüht ($Q_1 \approx Y_w$ bzw. $Q_2 \approx Y_w$), ist diese Form für Näherungsbetrachtungen besonders geeignet.

2. Die Kettenmatrix eines Leitungsbündels

Um diese Gleichungen des klemmenzahlsymmetrischen Mehrpols auswerten zu können, müssen wir vor allem die Teilmatrizen der Kettenmatrix A_{11} usw. bestimmen. Wir wollen das für einen besonders wichtigen Sonderfall tun, nämlich für ein Bündel von miteinander gekoppelten Leitungen. Dabei sollen im allgemeinen die Leitungseigenschaften, also insbesondere auch die elektrischen und die magnetischen Kopplungen von der Längskoordinate x abhängen.

Die Ströme und Spannungen[4] auf den einzelnen Leitungen werden durch zwei Systeme von Differentialgleichungen 1. Ordnung beschrieben. Es ist nämlich z. B. die Spannungsänderung $\mathrm{d}u_k/\mathrm{d}x$ an der Stelle x der Leitung k eine lineare Funktion der Ströme auf sämtlichen Leitungen und ebenso ist die Stromänderung $\mathrm{d}i_k/\mathrm{d}x$ eine Funktion der Spannungen sämtlicher Leitungen. Man kann daher diese beiden Systeme in Matrizenform bei Benutzung von Kettenvorzeichen folgendermaßen schreiben:

$$\mathrm{d}U/\mathrm{d}x = -\,R(x)\, I\,, \quad \mathrm{d}I/\mathrm{d}x = -\,G(x)\, U\,. \quad (14)$$

Dabei sind U und I die Spaltenvektoren der n Spannungen bzw. Ströme, $R(x)$ und $G(x)$ die n-reihigen quadratischen Koeffizientenmatrizen, deren einzelne

[1] Das negative Vorzeichen in Gl. (6) ist durch die Verwendung der symmetrischen Vorzeichen bedingt.

[2] $\det_{ik} Y_F$ bedeutet diejenige Unterdeterminante von Y_F, bei der in Y_F die i-te Zeile und die k-te Spalte gestrichen ist.

[3] Man prüft zweckmäßig umgekehrt die Richtigkeit von Gl. (12) nach und zwar durch Ausmultiplizieren und Einsetzen von Gl. (A 22a, b).

[4] Wir wollen uns hier auf den Fall beschränken, daß die Spannungen wie in Bild 1 gegenüber den beiden Bezugsklemmen gemessen werden (System gekoppelter Einfachleitungen). Im allgemeinen werden die Drähte jedoch in anderer Weise zu Leitungen zusammengefaßt, nämlich zu Stammleitungen, Phantomleitungen und unsymmetrischen Leitungen. Der Übergang von einem System von Leitungen zu einem anderen geschieht durch eine lineare Transformation der Ströme und Spannungen (vgl. [2], S. 20ff.).

Glieder die Dimension von Widerständen bzw. Leitwerten je km haben und die im allgemeinen Funktionen von x sind.

Diese beiden Gl. (14) lassen sich zu einer einzigen Matrizengleichung zusammenfassen:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\begin{pmatrix} U \\ I \end{pmatrix} = -\begin{pmatrix} 0 & R(x) \\ G(x) & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} U \\ I \end{pmatrix}, \tag{15}$$

wobei wir zur Abkürzung

$$a(x) \equiv -\begin{pmatrix} 0 & R(x) \\ G(x) & 0 \end{pmatrix} \tag{16}$$

setzen wollen.

Wir haben damit eine Matrizen-Differentialgleichung 1. Ordnung für den Vektor $\begin{pmatrix} U \\ I \end{pmatrix}$ mit veränderlicher quadratischer Koeffizientenmatrix $a(x)$ erhalten. Die Lösung dieser Gleichung ist bekannt ([1], S. 137); es ist eine Funktion von a, die im Sonderfall des konstanten a in die Matrizen-Exponentialfunktion übergeht:

$$\begin{pmatrix} U(x) \\ I(x) \end{pmatrix} = \Omega_0^x(a)\begin{pmatrix} U(0) \\ I(0) \end{pmatrix} \tag{17}$$

mit

$$\Omega_0^x(a) = E + \int_{x_1=0}^{x} a(x_1)\,\mathrm{d}x_1 + \int_{x_1=0}^{x}\int_{x_2=0}^{x_1} a(x_1)\,a(x_2)\,\mathrm{d}x_1\,\mathrm{d}x_2 + \cdots. \tag{18}$$

Wir bilden die Ableitung dieser Funktion nach x und erhalten die Beziehung

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\Omega_0^x(a) = a\,\Omega_0^x(a)\,. \tag{19}$$

Wenn man also Gl. (17) in die Differentialgleichung (15) einsetzt, so ist diese erfüllt.

Setzen wir in Gl. (17) für x die Gesamtlänge l des Leitungsbündels, so erhalten wir die Ausgangsgrößen als Funktion der Eingangsgrößen, also die reziproke Kettenmatrix des Mehrpols.

Mit Gl. (A 11) des Anhangs ist

$$\begin{pmatrix} U(l) \\ -I(l) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -A'_{22} & A'_{12} \\ A'_{21} & -A'_{11} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} U(0) \\ I(0) \end{pmatrix}. \tag{20}$$

Da Gl. (A 11) für symmetrische Vorzeichen gilt, Gl. (17) aber für Kettenvorzeichen, wurde vor $I(l)$ ein Minuszeichen gesetzt. Man erhält also

$$\begin{pmatrix} -A'_{22} & A'_{12} \\ -A'_{21} & A'_{11} \end{pmatrix} = \Omega_0^l(a), \tag{21}$$

d. h. es ergeben sich die Kettenteilmatrizen durch Einsetzen von $a(l)$ aus Gl. (16) in Gl. (18) und Ausmultiplizieren der einzelnen Matrizen. Es ist

$$-A'_{22} = E + \int_{x_1=0}^{l}\int_{x_2=0}^{x_1} R(x_1)\,G(x_2)\,\mathrm{d}x_1\,\mathrm{d}x_2 + \cdots,$$

$$A'_{12} = -\int_{x_1=0}^{l} R(x_1)\,\mathrm{d}x_1 - \int_{x_1=0}^{l}\int_{x_2=0}^{x_1}\int_{x_3=0}^{x_2} R(x_1)\,G(x_2)\,R(x_3)\,\mathrm{d}x_1\,\mathrm{d}x_2\,\mathrm{d}x_3 - \cdots,$$

$$-A'_{21} = -\int_{x_1=0}^{l} G(x_1)\,\mathrm{d}x_1 - \int_{x_1=0}^{l}\int_{x_2=0}^{x_1}\int_{x_3=0}^{x_2} G(x_1)\,R(x_2)\,G(x_3)\,\mathrm{d}x_1\,\mathrm{d}x_2\,\mathrm{d}x_3 - \cdots,$$

$$A'_{11} = E + \int_{x_1=0}^{l}\int_{x_2=0}^{x_1} G(x_1)\,R(x_2)\,\mathrm{d}x_1\,\mathrm{d}x_2 + \cdots$$

und da R und G übertragungssymmetrisch, also nach Gl. (A 2) symmetrisch zu ihrer Hauptdiagonalen sind ($R = R'$ und $G = G'$):

$$A_{11} = E + \int_{x_1=0}^{l}\int_{x_2=0}^{x_1} R(x_2)\,G(x_1)\,\mathrm{d}x_2\,\mathrm{d}x_1 + \cdots, \tag{22a}$$

$$A_{12} = -\int_{x_1=0}^{l} R(x_1)\,\mathrm{d}x_1 - \int_{x_1=0}^{l}\int_{x_2=0}^{x_1}\int_{x_3=0}^{x_2} R(x_3)\,G(x_2)\,R(x_1)\,\mathrm{d}x_3\,\mathrm{d}x_2\,\mathrm{d}x_1 - \cdots, \tag{22b}$$

$$A_{21} = \int_{x_1=0}^{l} G(x_1)\,\mathrm{d}x_1 + \int_{x_1=0}^{l}\int_{x_2=0}^{x_1}\int_{x_3=0}^{x_2} G(x_3)\,R(x_2)\,G(x_1)\,\mathrm{d}x_3\,\mathrm{d}x_2\,\mathrm{d}x_1 + \cdots, \tag{22c}$$

$$A_{22} = -E - \int_{x_1=0}^{l}\int_{x_2=0}^{x_1} G(x_2)\,R(x_1)\,\mathrm{d}x_2\,\mathrm{d}x_1 - \cdots. \tag{22d}$$

Wenn die Matrizen R und G als Funktion der Längskoordinate x gegeben sind, lassen sich hiernach grundsätzlich die Kettenteilmatrizen berechnen und damit z. B. nach Gl. (8) das Fernnebensprechen oder nach Gl. (11) das Nahnebensprechen. Natürlich können außerordentliche mathematische Schwierigkeiten in der Berechnung der Integrale und in der Summierung der Reihen liegen.

3. Längshomogene Leitungen

Als besonderes einfaches Anwendungsbeispiel behandeln wir den Fall, daß R und G unabhängig von x sind, also den Fall der längshomogenen Leitungen, wie sie z. B. in den ungekreuzten Freileitungen verwirklicht sind. Hier lassen sich die Integrale leicht auswerten:

$$\begin{aligned} A_{11} &= E + RG\,l^2/2! + RGRG\,l^4/4! + \cdots, \\ A_{12} &= -Rl - RGR\,l^3/3! - \cdots, \\ A_{21} &= Gl + GRG\,l^3/3! + \cdots, \\ A_{22} &= -E - GR\,l^2/2! - GRGR\,l^4/4! - \cdots. \end{aligned} \tag{23}$$

Die längshomogenen Leitungen sind ein Sonderfall der längssymmetrischen Leitungen, deren Kettenmatrix in Gl. (A 34) angegeben ist. Aus $A_{11} = \cosh G_\mathrm{w}$ erhält man aus der Matrizenpotenzreihe die Matrix der Wellenübertragungsmaße:

$$G_\mathrm{w} = \sqrt{RG}\,l \tag{24}$$

und z. B. aus $A_{21} = Y_\mathrm{w}\sinh G_\mathrm{w}$ die Matrix der Wellenleitwerte

$$Y_\mathrm{w} = R^{-1}\sqrt{RG} \tag{25}$$

sowie aus $A_{12} = -\sinh G_w \cdot Y_w^{-1}$

$$Y_w^{-1} = \sqrt{RG}\, G^{-1}. \quad (26)$$

Im allgemeinen Fall der n gekoppelten Leitungen sind RG und damit die Argumente der Hyperbelfunktionen n-reihige quadratische Matrizen. Man muß also noch diese Funktionen der Matrizen in Matrizen umwandeln. Das Verfahren hierfür ist von KOIZUMI [3] ausführlich behandelt worden. In vielen Fällen wird es jedoch möglich sein, dieses strenge Verfahren, das einen großen Rechenaufwand verlangt, durch Näherungsverfahren zu ersetzen. Wir wollen als Beispiel dafür einige praktisch wichtige Sonderfälle betrachten, die sich darin ausdrücken, daß wir über die beiden Matrizen R und G gewisse Voraussetzungen machen.

3.1. Ideale Leitungen

Zunächst sei angenommen, daß die Leitungen verlustfrei sind, so daß R und G rein imaginär ist,

$$R = j\omega L, \quad G = j\omega C, \quad (27)$$

und weiter, daß die Frequenz hoch genug ist, so daß man die Felder im Inneren der Leiter vernachlässigen kann. Derartige Leitungen bezeichnet man als „ideal". Bei ihnen ist ([2], S. 18):

$$L = \frac{1}{v^2} C^{-1}. \quad (28)$$

L ist die Matrix der magnetischen Induktivitäten und Gegeninduktivitäten, C die Matrix der Maxwellschen Teilkapazitäten, v die Wellengeschwindigkeit auf den Leitungen. Es ist demnach

$$RG = \gamma_0^2 E \quad \text{mit} \quad \gamma_0 = j\omega/v,$$

also

$$G_w = \gamma_0 E l. \quad (29)$$

G_w ist daher bei diesen idealen Leitungen eine Diagonalmatrix, die Fortpflanzungskonstante γ_0 bzw. die Wellengeschwindigkeit v ist auf allen Leitungen gleich.

Wir wollen weiter voraussetzen, daß alle Leitungen wellenwiderstandsmäßig angepaßt sind. Dabei haben wir zwei Fälle zu unterscheiden. Zunächst betrachten wir die *vollständige Anpassung*, d. h. es sollen die Abschlußleitwertmatrizen Q_1 und Q_2 gleich der Wellenleitwertmatrix Y_w, also $Q^{-1} Y_w = E$ sein.

Damit vereinfacht sich Gl. (13) zu

$$Y_F = 2\, Y_w\, e^{\gamma_0 l} \quad (30)$$

und Gl. (25) und (26) zu

$$Y_w = vC \quad \text{und} \quad Y_w^{-1} = vL. \quad (31)$$

Es ist also

$$U_2 = \frac{1}{2} vLJ_1\, e^{-\gamma_0 l} \quad \text{und} \quad U_1 = \frac{1}{2} vLJ_1. \quad (32\,a, b)$$

Bei dieser vollständigen Anpassung gibt es also keine reflektierten Wellen auf den Leitungen, das Nahnebensprechen und das relative Fernnebensprechen sind frequenzunabhängig und gleich.

Die Matrix der Wellenleitwerte Y_w stellt ein Netzwerk dar, bei dem im allgemeinen jede Klemme mit jeder anderen durch einen Leitwert verbunden ist. Mit einem derartigen Netzwerk müßte man also den Mehrpol vorn und hinten abschließen, um die vollständige Anpassung und damit die Beziehungen (32a, b) zu erreichen. Tatsächlich schließt man aber in der Praxis nur jedes Klemmenpaar mit seinem Wellenleitwert ab entsprechend dem Wert, der in der Hauptdiagonalen von Y_w steht. Es ist also die Abschlußleitwertmatrix Q eine Diagonalmatrix, und zwar gleich der Hauptdiagonalen von Y_w. Wir wollen diesen Fall im Gegensatz zu der vollständigen Anpassung eine *Anpassung nach der Hauptdiagonalen* nennen. Es ist dann

$$Q^{-1} Y_w = E + D. \quad (33)$$

Die Matrix D hat in der Hauptdiagonalen lauter Nullen, ihre übrigen Elemente lauten y_{wik}/y_{wi}. Der reziproke Wert von Gl. (33) gestattet die Entwicklung in die sogenannte Neumannsche Reihe ([4], S. 238):

$$Y_w^{-1} Q = (E + D)^{-1} = E - D + D^2 - + \cdots, \quad (34)$$

wenn wir annehmen, daß die Matrix D hier die Voraussetzungen für die Konvergenz der Reihe erfüllt. Setzt man das in Gl. (13) ein, so erhält man für ideale längshomogene Leitungen, also unter Berücksichtigung von Gl. (29)

$$Y_F = \frac{1}{2} Q[(2E + D)\, e^{\gamma_0 l}(2E - D + D^2 + - \cdots) + + (-D)\, e^{-\gamma_0 l}(D - D^2 + - \cdots)]. \quad (35)$$

Falls die Elemente von D so klein sind, daß man sie gegen eins vernachlässigen kann (lose Kopplung der einzelnen Leitungen), kann man die dritten und höheren Potenzen von D weglassen:

$$Y_F = 2\, Q\left[E + \frac{1}{4} D^2\left(1 - e^{-2\gamma_0 l}\right)\right] e^{\gamma_0 l}. \quad (36)$$

Damit erhält man die Fernnebensprechspannungen nach Gl. (8), wobei man bei der Bildung von Y_F^{-1} wieder die Neumannsche Reihe benutzt:

$$U_2 = \frac{1}{2} e^{-\gamma_0 l}\left[E - \frac{1}{4} D^2\left(1 - e^{-2\gamma_0 l}\right)\right] Q^{-1} J_1. \quad (37)$$

Rechnet man hierin noch die Matrix D^2 aus, so ergeben sich die bekannten Formeln für das Fernnebensprechen (z. B. [2], S. 57, Gl. (15a)).

3.2. Fastideale Leitungen

Wir wollen jetzt annehmen, daß die Bedingung für ideale Leitungen, Gl. (29), nicht hinreichend erfüllt ist. Das kann z. B. der Fall sein, weil die Frequenz nicht hoch genug ist, um vollständige Stromverdrängung in den Drähten und im Bleimantel zu erreichen, oder weil die Wellengeschwindigkeiten der einzelnen Leitungen etwas verschieden sind [5]. Wir setzen dann statt Gl. (29):

$$G_w = \gamma_0 El + \Gamma l. \quad (38)$$

Dabei erfaßt die Matrix Γ die Abweichungen von der Diagonalmatrix mit den gleichen Elementen γ_0. Wenn die Elemente von Γ hinreichend klein sind, sprechen wir von *fastidealen* Leitungen und wir können

$$e^{G_w} = e^{\gamma_0 l} e^{\Gamma l} \approx e^{\gamma_0 l}(E + \Gamma l), \quad (39a)$$

$$e^{-G_w} = e^{-\gamma_0 l} e^{-\Gamma l} \approx e^{-\gamma_0 l}(E - \Gamma l) \quad (39b)$$

schreiben und man erhält bei Anpassung nach der Hauptdiagonalen durch Einsetzen in Gl. (13) eine Gl. (37) entsprechende Näherungsgleichung.

Anhang

Die Matrizen übertragungssymmetrischer Mehrpole

Die Klemmenströme eines Mehrpols als Funktion der Klemmenspannungen stellen die Leitwertform der Mehrpolgleichungen dar

$$I = Y U . \quad (A1)$$

I und U sind Spaltenmatrizen, Y ist eine quadratische Matrix, die *Leitwertmatrix*.

Ein Mehrpol heißt *übertragungssymmetrisch* (oder umkehrbar), wenn bei Verwendung symmetrischer Vorzeichen seine Leitwertmatrix symmetrisch zur Hauptdiagonalen ist:

$$Y = Y' .$$

Bei Mehrpolen, bei denen die Klemmenpaare in zwei Gruppen unterteilt sind (z. B. in Eingangs- und Ausgangsklemmenpaare), kann man die Leitwertform folgendermaßen schreiben:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

bzw.
$$I_1 = Y_{11} U_1 + Y_{12} U_2 , \quad (A3a)$$

$$I_2 = Y_{21} U_1 + Y_{22} U_2 . \quad (A3b)$$

Sind solche Mehrpole übertragungssymmetrisch, so gelten mit Gl. (A2) für die vier Teilmatrizen die Bedingungen

$$Y_{11} = Y'_{11} , \quad Y_{22} = Y'_{22} , \quad Y_{21} = Y'_{12} . \quad (A4)$$

Enthalten beide Gruppen gleich viele Klemmenpaare (*Klemmenzahlsymmetrie*), dann lassen sich die Mehrpolgleichungen auch in *Kettenform* schreiben:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

bzw.
$$U_1 = A_{11} U_2 + A_{12} I_2 , \quad (A5a)$$

$$I_1 = A_{21} U_2 + A_{22} I_2 . \quad (A5b)$$

Auch bei der Kettenform wollen wir symmetrische Vorzeichen voraussetzen.

Es lassen sich die Beziehungen zwischen den Leitwertparametern und den Kettenparametern ermitteln. Aus Gl. (A 3b) folgt durch linkes Multiplizieren mit Y_{21}^{-1} bereits die erste der beiden Kettengleichungen

$$U_1 = - Y_{21}^{-1} Y_{22} U_2 + Y_{21}^{-1} I_2 . \quad (A6a)$$

Also ist durch Vergleich mit Gl. (A 5a)

$$A_{11} = - Y_{21}^{-1} Y_{22} , \quad A_{12} = Y_{21}^{-1} . \quad (A7a)$$

Setzt man Gl. (A 6a) in (A 3a) ein, so erhält man die zweite Kettengleichung

$$I_1 = (Y_{12} - Y_{11} Y_{21}^{-1} Y_{22}) U_2 + Y_{11} Y_{21}^{-1} I_2 \quad (A6b)$$

und durch Vergleich mit Gl. (A 5b)

$$\begin{aligned} A_{21} &= Y_{12} - Y_{11} Y_{21}^{-1} Y_{22} , \\ A_{22} &= Y_{11} Y_{21}^{-1} . \end{aligned} \quad (A7b)$$

Umgekehrt kann man aus Gl. (A 7a) und (A 7b) auch die vier Teilmatrizen der Leitwertmatrix ausrechnen. Man erhält

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{22} A_{12}^{-1} & A_{21} - A_{22} A_{12}^{-1} A_{11} \\ A_{12}^{-1} & - A_{12}^{-1} A_{11} \end{pmatrix} . \quad (A8)$$

Im Sonderfall des Vierpols stehen statt der Teilmatrizen Elemente, die also vertauschbar sind; Gl. (A 7a) und (A 7b) sowie (A 8) gehen dann in die bekannten Beziehungen über[5]. Die Bedingungen für Übertragungssymmetrie lauten mit Gl. (A 8) in Kettenparametern statt Gl. (A 4)

$$A_{22} A_{12}^{-1} = A_{12}'^{-1} A'_{22} , \quad (A9a)$$

$$A_{12}^{-1} A_{11} = A'_{11} A_{12}'^{-1} , \quad (A9b)$$

$$A_{21} - A_{22} A_{12}^{-1} A_{11} = A_{12}'^{-1} . \quad (A9c)$$

Setzt man Gl. (A 9a) bzw. (A 9b) in (A 9c) ein, so erhält man nach Umordnung

$$A'_{22} A_{11} - A'_{12} A_{21} = - E \quad (A10a)$$

und
$$A_{22} A'_{11} - A_{21} A'_{12} = - E \quad (A10b)$$

und durch Spiegelung dieser beiden Gleichungen

$$A'_{11} A_{22} - A'_{21} A_{12} = - E \quad (A10c)$$

und
$$A_{11} A'_{22} - A_{12} A'_{21} = - E . \quad (A10d)$$

Diese vier Gleichungen (A 10a-d) gehen im Sonderfall des übertragungssymmetrischen *Vierpols* in die bekannte Beziehung über, daß seine Kettendeterminante gleich -1 ist[6].

Die *reziproke Kettenmatrix* eines übertragungssymmetrischen Mehrpols ist

$$A^{-1} = \begin{pmatrix} - A'_{22} & A'_{12} \\ A'_{21} & - A'_{11} \end{pmatrix} . \quad (A11)$$

Der Beweis ergibt sich daraus, daß $A^{-1} A = E$ ist. Es ist nämlich

$$\begin{pmatrix} - A'_{22} & A'_{12} \\ A'_{21} & - A'_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} =$$

$$= \begin{pmatrix} - A'_{22} A_{11} + A'_{12} A_{21} & - A'_{22} A_{12} + A'_{12} A_{22} \\ A'_{21} A_{11} - A'_{11} A_{21} & A'_{21} A_{12} - A'_{11} A_{22} \end{pmatrix} = E ,$$

wenn man Gl. (A 10a), (A 10c) und (A 9a) berücksichtigt und da man mit Hilfe von Gl. (A 9c) zeigen kann, daß auch $A'_{21} A_{11} - A'_{11} A_{21} = 0$ ist.

Man kann bei einem Mehrpol auch die Klemmenspannungen als Funktion der Klemmenströme darstellen und erhält so die Widerstandsform der Mehr-

[5] In der Vierpoltheorie werden statt der symmetrischen Vorzeichen meist Kettenvorzeichen verwendet. Dadurch ändern sich aber diese Beziehungen nicht.

[6] Bei Kettenvorzeichen ist die Kettendeterminante gleich $+1$.

polgleichungen bzw. die *Widerstandsmatrix*[6] Z,

$$U = ZI\,. \qquad \text{(A 12)}$$

Durch linke Multiplikation mit Z^{-1} und Vergleich mit Gl. (A 1) folgt

$$Y = Z^{-1} \text{ und } Z = Y^{-1}. \qquad \text{(A 13)}$$

Bei Übertragungssymmetrie ist Z ebenfalls symmetrisch zur Hauptdiagonalen

$$Z = Z'\,. \qquad \text{(A 14)}$$

Bei Unterteilung in zwei Klemmenpaargruppen erhält man statt Gl. (A 13)

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \qquad \text{(A 15)}$$

$$= \begin{pmatrix} \left(Y_{11} - Y_{12}\,Y_{22}^{-1}\,Y_{21}\right)^{-1} & -\left(Y_{11} - Y_{12}\,Y_{22}^{-1}\,Y_{21}\right)^{-1} Y_{12}\,Y_{22}^{-1} \\ -\left(Y_{22} - Y_{21}\,Y_{11}^{-1}\,Y_{12}\right)^{-1} Y_{21}\,Y_{11}^{-1} & \left(Y_{22} - Y_{21}\,Y_{11}^{-1}\,Y_{12}\right)^{-1} \end{pmatrix},$$

was man durch Ausmultiplizieren von $YZ = E$ nachweist, wobei man die Identität

$$\left(Y_{22} - Y_{21}\,Y_{11}^{-1}\,Y_{12}\right)^{-1} Y_{21}\,Y_{11}^{-1} = \\ = Y_{11}^{-1}\,Y_{21}\left(Y_{11} - Y_{12}\,Y_{22}^{-1}\,Y_{21}\right)^{-1} \qquad \text{(A 16)}$$

zu berücksichtigen hat.

Bei klemmenzahlsymmetrischen Mehrpolen erhält man schließlich durch Einsetzen von Gl. (A 8) in (A 15)

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11}A_{21}^{-1} & A_{12} - A_{11}A_{21}^{-1}A_{22} \\ A_{21}^{-1} & -A_{21}^{-1}A_{22} \end{pmatrix}. \qquad \text{(A 17)}$$

Die Wellenleitwerte

Der Eingangsleitwert eines klemmenzahlsymmetrischen Mehrpols, der nur am Ausgang mit einem Netzwerk Q_2 abgeschlossen ist, ist nach Gl. (11) mit $Q_1 = 0$:

$$Y_1 = (A_{21} - A_{22}Q_2)\,(A_{11} - A_{12}Q_2)^{-1}\,. \qquad \text{(A 18)}$$

Wenn Q_2 gleich der Matrix der Wellenleitwerte Y_{w2} ist, mißt man am Eingang die Matrix der Wellenleitwerte Y_{w1}:

$$Y_{w1} = (A_{21} - A_{22}\,Y_{w2})\,(A_{11} - A_{12}\,Y_{w2})^{-1}\,. \qquad \text{(A 19a)}$$

Entsprechend gilt beim Vertauschen der Eingangs- und Ausgangsklemmen unter Berücksichtigung, daß dann die Kettenmatrix durch Gl. (A 11) gegeben ist:

$$Y_{w2} = (A'_{21} + A'_{11}\,Y_{w1})\,(-A'_{22} - A'_{12}\,Y_{w1})^{-1}. \qquad \text{(A 19b)}$$

Aus diesen beiden Matrizengleichungen lassen sich Y_{w1} und Y_{w2} berechnen. Zu diesem Zweck multiplizieren wir die Gleichungen rechts mit $(A_{11} - A_{12}\,Y_{w2})$ bzw. $(-A'_{22} - A'_{12}\,Y_{w1})$ und spiegeln außerdem Gl. (A 19b); dabei wollen wir voraussetzen, daß Y_{w1} und Y_{w2} zur Hauptdiagonalen symmetrisch sind:

$$Y_{w1} = Y'_{w1}\,, \qquad Y_{w2} = Y'_{w2}\,. \qquad \text{(A 20)}$$

Wir erhalten

$$Y_{w1}A_{11} - Y_{w1}A_{12}\,Y_{w2} = A_{21} - A_{22}\,Y_{w2}\,, \qquad \text{(A 21a)}$$

$$-Y_{w1}A_{11} - Y_{w1}A_{12}\,Y_{w2} = A_{21} + A_{22}\,Y_{w2}\,. \qquad \text{(A 21b)}$$

Durch Addieren bzw. Subtrahieren ergeben sich die beiden Bedingungen: (A 22a b)

$$Y_{w1}A_{12}\,Y_{w2} = -A_{21} \text{ und } Y_{w1}A_{11} = -A_{22}Y_{w2}.$$

Wir setzen aus Gl. (A 22b) $Y_{w2} = -A_{22}^{-1}\,Y_{w1}A_{11}$ in Gl. (A 22a) ein und multiplizieren rechts mit A_{11}^{-1}:

$$Y_{w1}A_{12}A_{22}^{-1}\,Y_{w1} = A_{21}A_{11}^{-1}\,. \qquad \text{(A 23)}$$

Nach linkem oder rechtem Multiplizieren mit $A_{12}\,A_{22}^{-1}$ können wir auf beiden Seiten die Wurzel ziehen und erhalten schließlich

$$Y_{w1} = A_{22}A_{12}^{-1}\sqrt{A_{12}A_{22}^{-1}A_{21}A_{11}^{-1}} = \\ = \sqrt{A_{21}A_{11}^{-1}A_{12}A_{22}^{-1}}\,A_{22}A_{12}^{-1} \qquad \text{(A 24a)}$$

und entsprechend

$$Y_{w2} = -A_{12}^{-1}A_{11}\sqrt{A_{11}^{-1}A_{12}A_{22}^{-1}A_{21}} = \\ = -\sqrt{A_{22}^{-1}A_{21}A_{11}^{-1}A_{12}}\,A_{12}^{-1}A_{11} \qquad \text{(A 24b)}$$

oder durch Verwendung der Leitwertparameter und Widerstandsparameter nach Gl. (A 8) bzw. (A 17):

$$Y_{w1} = Y_{11}\sqrt{Y_{11}^{-1}\,Z_{11}^{-1}} = \sqrt{Z_{11}^{-1}\,Y_{11}^{-1}}\,Y_{11}, \qquad \text{(A 25a)}$$

$$Y_{w2} = Y_{22}\sqrt{Y_{22}^{-1}\,Z_{22}^{-1}} = \sqrt{Z_{22}^{-1}\,Y_{22}^{-1}}\,Y_{22}. \qquad \text{(A 25b)}$$

Für den Fall des Vierpols gehen diese beiden Formeln in die bekannte Beziehung über, daß der Wellenleitwert gleich dem geometrischen Mittel aus dem Kurzschlußleitwert und dem Leerlaufleitwert ist.

Die Formeln (A 24) lassen sich noch eine Kleinigkeit vereinfachen, wenn wir die Bedingungen der Übertragungssymmetrie (A 9a, b) und (A 10) einführen:

$$Y_{w1} = A_{22}A_{12}^{-1}\sqrt{E + A_{22}^{'-1}A_{11}^{-1}} = \\ = \sqrt{E + A_{11}^{'-1}A_{22}^{-1}}\,A_{22}\,A_{12}^{-1}, \qquad \text{(A 26a)}$$

$$Y_{w2} = -A_{12}^{-1}A_{11}\sqrt{E + A_{11}^{-1}A_{22}^{'-1}} = \\ = -\sqrt{E + A_{22}^{-1}A_{11}^{'-1}}\,A_{12}^{-1}A_{11} \qquad \text{(A 26b)}$$

und

$$Y_{w1}^{-1} = A_{11}\,A_{21}^{-1}\sqrt{E + A_{11}^{'-1}A_{22}^{-1}} = \\ = \sqrt{E + A_{22}^{'-1}A_{11}^{-1}}\,A_{11}\,A_{21}^{-1}, \qquad \text{(A 26c)}$$

$$Y_{w2}^{-1} = -A_{21}^{-1}A_{22}\sqrt{E + A_{22}^{-1}A_{11}'} = \\ = -\sqrt{E + A_{11}^{-1}A_{22}^{'-1}}\,A_{21}^{-1}A_{22}. \qquad \text{(A 26d)}$$

Das Wellenübertragungsmaß bei Längssymmetrie

Ist der klemmenzahlsymmetrische Mehrpol auch längssymmetrisch, so ändern sich beim Vertauschen

[7] Man kann bei jedem Mehrpol die Leitwertmatrix und ihre Reziproke, die Widerstandsmatrix, definieren, bei Mehrpolen mit zwei Klemmenpaargruppen außerdem die Reihenparallelmatrix und ihre Reziproke, die Parallelreihenmatrix, bei klemmenzahlsymmetrischen Mehrpolen außerdem die Kettenmatrix und ihre Reziproke.

von Eingangs- und Ausgangsklemmen seine Eigenschaften nicht. Es ist also

$$A = A^{-1}\,, \qquad \text{(A 27)}$$

also nach Gl. (A 11)

$$A_{11} = -A'_{22}\,,\quad A_{12} = A'_{12}\,,\quad A_{21} = A'_{21}\,. \qquad \text{(A 28 a, b, c)}$$

In diesem Fall können wir eine Matrix der Wellenübertragungsmaße G_w definieren. Bei einem längssymmetrischen Vierpol, der am Ausgang mit seinem Wellenleitwert Y_w abgeschlossen ist, ist das Wellenübertragungsmaß g_w durch den Logarithmus des Spannungsverhältnisses gegeben:

$$g_w = \ln(u_1/u_2),\quad \text{also}\quad u_1 = e^{g_w} u_2\,.$$

Entsprechend definiert man beim längssymmetrischen Mehrpol nach Gl. (10) für $Q_2 = Y_w$

$$U_1 = (A_{11} - A_{12}\,Y_w)\,U_2 \equiv e^{G_w} U_2\,. \qquad \text{(A 29)}$$

Nach Gl. (A 26 b) ist $Y_w = -A_{12}^{-1} A_{11} \sqrt{E - A_{11}^{-2}}$, und, wenn man die Tatsache benutzt, daß die beiden Matrizen A_{11} und $\sqrt{E - A_{11}^{-2}}$ vertauschbar sind[8]:

$$Y_w = -A_{12}^{-1} \sqrt{A_{11}^2 - E}\,, \qquad \text{(A 30)}$$

daher ist $$e^{G_w} = A_{11} + \sqrt{A_{11}^2 - E}\,. \qquad \text{(A 31)}$$

Da die Rechenregeln der gewöhnlichen Exponentialfunktion auch für die Matrizenexponentialfunktion gelten sollen, muß sein

$$e^{-G_w} = \left(A_{11} + \sqrt{A_{11}^2 - E}\right)^{-1}.$$

Es ist aber $\left(A_{11} + \sqrt{A_{11}^2 - E}\right)\left(A_{11} - \sqrt{A_{11}^2 - E}\right) =$

$$= A_{11}^2 - A_{11}\sqrt{A_{11}^2 - E} + \sqrt{A_{11}^2 - E}\,A_{11} - A_{11}^2 E = E\,,$$

da A_{11} und $\sqrt{A_{11}^2 - E}$ vertauschbar sind. Daher

$$e^{-G_w} = A_{11} - \sqrt{A_{11}^2 - E}\,. \qquad \text{(A 32)}$$

Aus Gl. (A 31) und (A 32) folgen der Hyperbelkosinus und der Hyperbelsinus

$$\cosh G_w = A_{11} \text{ und } \sinh G_w = \sqrt{A_{11}^2 - E}\,. \qquad \text{(A 33 a, b)}$$

Damit ergeben sich die vier Teilmatrizen der Kettenmatrix, und zwar A_{12} aus Gl. (A 30) und A_{21} aus Gl. (A 10 d) mit (A 28 c) und (A 28 a). — $(\cosh G_w)' = -\cosh G'_w$ folgt aus der Potenzreihe des Hyperbelkosinus. Die Kettenmatrix des längssymmetrischen Mehrpols lautet also

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh G_w & -\sinh G_w \cdot Y_w^{-1} \\ \sinh G_w \cdot Y_w & -\cosh G'_w \end{pmatrix}. \qquad \text{(A 34)}$$

Für den Sonderfall einer einzelnen Leitung erhält man hieraus das bekannte Ergebnis, wobei zu beachten ist, daß dort gewöhnlich Kettenvorzeichen verwendet werden, so daß dann die beiden Minuszeichen in Gl. (A 34) wegfallen.

Das Wellenübertragungsmaß bei Längsunsymmetrie

Das eben behandelte Verfahren ist ausdrücklich auf Längssymmetrie beschränkt und läßt sich auch nicht ohne weiteres auf Mehrpole verallgemeinern, die zwar klemmenzahlsymmetrisch aber nicht längssymmetrisch sind. Die Berechnung gelingt aber mit einer Schlußweise, die bereits in den ersten Anfängen der Vierpol-Wellenparametertheorie im Jahre 1910 von Breisig [6] angewendet wurde. Wir schalten zu diesem Zweck den längsunsymmetrischen Mehrpol mit einem gleichen spiegelbildlich zusammen. Es entsteht so ein längssymmetrischer Mehrpol, dessen Wellenübertragungsmaß sich nach Gl. (A 33 a) berechnen läßt, das aber andererseits gleich dem doppelten desjenigen des ursprünglichen Mehrpols ist.

Die Kettenmatrix des längssymmetrischen Mehrpols erhält man mit symmetrischen Vorzeichen[9] aus Gl. (A 5 a) und (A 11)

$$\begin{pmatrix} A_{11} & -A_{12} \\ A_{21} & -A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -A'_{22} & A'_{12} \\ A'_{21} & -A'_{11} \end{pmatrix} =$$

$$= \begin{pmatrix} -A_{11}A'_{22} - A_{12}A'_{21} & A_{11}A'_{12} + A_{12}A'_{11} \\ -A_{21}A'_{22} - A_{22}A'_{21} & A_{21}A'_{12} + A_{22}A'_{11} \end{pmatrix}.$$

Nach Gl. (A 33 a) ist also, wenn G_w die Matrix des längsunsymmetrischen Mehrpols ist,

$$\cosh 2G_w = -A_{11}A'_{22} - A_{12}A'_{21}\,.$$

Mit $\cosh 2G_w = \cosh^2 G_w - E$ und Gl. (A 11 d) erhält man also

$$\cosh G_w = \sqrt{-A_{11}A'_{22}}\,. \qquad \text{(A 35)}$$

Die Matrizen der Wellenleitwerte waren bereits in Gl. (A 24) bis (A 26) angegeben worden.

[8] Bei Matrizen darf man im allgemeinen nicht in die Wurzel hineinmultiplizieren. In unserem Fall wird jedoch $A_{11}\sqrt{E - A_{11}^{-2}} = \sqrt{A_{11}^2 - E}$ behauptet, bzw. nach Quadrieren: $A_{11}\sqrt{E - A_{11}^{-2}}\,A_{11}\sqrt{E - A_{11}^{-2}} = \sqrt{A_{11}^2 - E}\sqrt{A_{11}^2 - E} = A_{11}^2 - E$. Diese Beziehung stimmt dann, wenn man die linke Seite $A_{11}\sqrt{E - A_{11}^{-2}}\,\sqrt{E - A_{11}^{-2}}\,A_{11}$ schreiben darf, wenn also A_{11} mit der Wurzel vertauschbar ist. Das ist aber der Fall, denn die Richtigkeit von $A_{11}\sqrt{E - A_{11}^{-2}} = \sqrt{E - A_{22}^{-2}}\,A_{11}$ folgt durch rechte Multiplikation mit A_{11}^{-1} und anschließendes Quadrieren.

[9] Für den ersten der beiden Mehrpole müssen Kettenvorzeichen gewählt werden, daher die Minuszeichen in der ersten Matrix.

Schrifttum

[1] Schmeidler, W., Vorträge über Determinanten und Matrizen. Akademie-Verlag, Berlin 1949.
[2] Klein, Wilh., Die Theorie des Nebensprechens auf Leitungen, Springer-Verlag, Berlin 1955.
[3] Koizumi, Sh., Mehrpolleitungstheorie. Arch. Elektrotech. **33** [1939], 171–188.
[4] Zurmühl, R., Matrizen. Springer-Verlag, Berlin 1950.
[5] Rönnbeck, G., Über den Einfluß von unterschiedlichen Fortpflanzungskonstanten der einzelnen Leitungen auf das Imvierer-Fernnebensprechen in symmetrischen Trägerfrequenzkabeln. Dissertation Technische Universität Berlin 1956.
[6] Breisig, F., Theoretische Telegraphie; 1. Auflage, Braunschweig 1910, S. 297.

Sonderdruck
aus Rundfunktechnische Mitteilungen, Jahrgang 2 (1958), Nr. 5, Seite 220 bis 223

DIE ENTWICKLUNG DER DEUTSCHEN NORMWANDLERTECHNIK*)

VON HANS BÖDEKER

FERNMELDETECHNISCHES ZENTRALAMT DER DEUTSCHEN BUNDESPOST IN DARMSTADT

Eingegangen am 11. Juni 1958. **DK 621.397.6**

Zusammenfassung

Die für den internationalen Fernseh-Programmaustausch („Eurovision") benutzten deutschen Normwandlertypen mit Superorthikon- und Vidikon-Röhren werden beschrieben und ihre betrieblichen Eigenschaften dargestellt.

Summary **The development of German standards converter technique**

The author describes the German standards converters used for the international television programme exchanges ("Eurovision") which are equipped with image-orthicon and photoconductance tubes. Their operational properties are discussed.

Résumé **Le développement de la technique des convertisseurs de normes en Allemangne**

L'auteur décrit les types de convertisseurs de normes utilisés en Allemagne pour les échanges internationaux de programmes de télévision (Eurovision). Elles sont équipés de tubes image orthicon et vidicon. L'auteur compare leurs propriétés en exploitation.

1. Geschichtliche Entwicklung

Vor dem letzten Kriege wurden von der damaligen Forschungsanstalt der Deutschen Reichspost in Berlin bereits Überlegungen und Versuche angestellt, die die Schaffung einer Apparatur zur Umwandlung des Fernsehsignals von einer Zeilennorm in eine andere zum Ziele hatten. Der Fernsehrundfunk sollte damals in Deutschland eingeführt werden, und man dachte schon an einen europäischen Fernseh-Programmaustausch, der wegen der unterschiedlichen Fernsehsysteme ohne einen „Normwandler" nicht zu verwirklichen war. Eine brauchbare technische Lösung schien sich in der Verwendung von elektrischen Bildspeicherröhren zu bieten. In den Jahren 1938/39 wurden deshalb in einem Laboratorium der Forschungsanstalt der Deutschen Reichspost Bildspeicherröhren und ein Normwandler mit zwei derartigen Röhren entwickelt, die abwechselnd zum Aufzeichnen der Fernsehsignale in der einen Norm und zum Abtasten in der anderen Norm dienten [1]. Der Kriegsbeginn im Jahre 1939 setzte dieser Entwicklung ein Ende.

Als der internationale Fernseh-Programmaustausch (Eurovision) für 1954 vorbereitet wurde, rückte das Problem der Normwandlung wieder in den Vordergrund des Interesses. Ein gewisser Umfang an Erfahrungen war damals bereits an anderen Orten mit Normwandlern gesammelt worden. Die Normwandler bestanden aus einem hochwertigen Fernsehempfänger für die gebende Norm und einer Fernsehkamera der übernehmenden Norm. Beide Geräte waren „optisch gekoppelt" [2], [3], [4].

Die Deutsche Bundespost beauftragte in ihrer Eigenschaft als zuständige Institution für die Fernsehübertragungstechnik die Firma Fernseh GmbH in Darmstadt mit der Entwicklung und dem Bau eines ähnlichen Normwandlers mit einem Super-Orthikon als Kameraröhre, der im Juni 1954 erstmalig und gleichzeitig mit Beginn des internationalen Fernseh-Programmaustausches zur Umwandlung von französischen Fernsehsendungen aus der 819- in die 625-Zeilennorm eingesetzt wurde. Gegen Ende des Jahres 1956 wurde die Anlage erweitert und gestattete nunmehr auch die Normwandlung von Sendungen des englischen 405 Zeilensystems in die 625-Zeilennorm.

Die den Betrieb erschwerenden, teilweise ungünstigen Eigenschaften des Super-Orthikons veranlaßten die Deutsche Bundespost, die Entwicklung und den Bau eines neuen Normwandlers mit einer Vidikon-Kameraröhre bei der Firma Fernseh GmbH in Auftrag zu geben. Diese Anlage ist seit Juli 1957 in Betrieb und arbeitet zur vollsten Zufriedenheit.

2. Der Normwandler mit Super-Orthikon

Wie Bild 1 zeigt, wurde die Anlage in einzelne Koffer eingebaut, um sie leichter transportieren zu können. Bekanntlich mußte dieser Normwandler zeitweilig in Köln und zeitweilig auf der Hornisgrinde (Schwarzwald) eingesetzt werden. Auf dem Bilde erkennt man links am Rande den Kamerakoffer mit der Super-Orthikonröhre. Ihm gegenüber steht der Koffer mit der Bildröhre, die das 819-Zeilenbild schreibt. Zwischen Kamera- und Bildröhrenkoffer ist der Lichttubus sichtbar, der den Strahlengang gegen Fremdlicht abschirmt. Rechts neben dem Bildröhrenkoffer stehen die beiden Bild-Kontrollgeräte, je eines für die 819- und die 625-Zeilennorm. Die übrigen Koffer enthalten die Geräte zur Impulserzeugung, Impulsformung, Signalverstärkung und -mischung.

Das Schaltschema der Normwandler-Anlage ist in Bild 2 dargestellt. Der Empfangsteil (819 Zeilen) sowie der Geberteil (625 Zeilen) werden jeder für sich von je einem Impulsgeber synchronisiert. Dabei wird jedoch die Vertikal-Synchronisierung des 625-Zeilenteils von dem Vertikal-Synchronimpuls (V) des ankommenden 819-Zeilensignals her im Takt gehalten. Das eingehende Fernsehsignal (BAS) durchläuft zunächst den Impulsformer, in dem aus der gegenseitigen Phasenlage des ankommenden H-Impulses und des im Impulsformer erzeugten H-Impulses eine Regelspannung abgeleitet wird, die einen 2-H-Generator im richtigen Sinne nachsteuert. Aus dieser 2-H-Impulsfolge leitet der Impulsgeber die zur richtigen Gleichlaufsteuerung des 819-Zeilenteils benötigten Signale (H, V, A, S) ab. Nur die zur Schwarzsteue-

*) Englische Fassung: EBU Review 51 (Oktober 1958), Französische Fassung: Revue de l'UER 51 (Oktober 1958).

rung des Eingangssignals notwendigen Klemmimpulse (H_c) werden aus Sicherheitsgründen von den H-Impulsen des Eingangssignals unmittelbar abgeleitet, damit sie stets zeitlich mit der hinteren Schwarzschulter des Eingangssignals übereinstimmen.

Zur Beseitigung von Interferenzstreifen im normgewandelten Bild, die durch die unterschiedlichen Rasterungen des aufgezeichneten Bildes mit 819 Zeilen und des abgetasteten Bildes mit 625 Zeilen entstehen, ist eine Wobbelung der Zeilen des 819-Zeilenrasters senkrecht zur Zeilenrichtung mit 20 MHz vorgesehen. Die Einstellung der Wobbelamplitude muß jedoch mit Vorsicht geschehen, weil mit zunehmender Größe zwar die Interferenzstreifen mehr und mehr verschwinden, gleichzeitig aber ein Schärfeverlust des Bildinhaltes in senkrechter Richtung entsteht.

Einige Schwierigkeiten bereitet die Einstellung der richtigen Gradation. Man verlangt vom normgewandelten Bild die gleiche Helligkeitsstufung, wie sie auch das ankommende Bild enthält, d. h. die Übertragungskennlinie des Normwandlers vom Eingang bis zum Ausgang soll linear sein (Gamma = 1). Nun hat aber jede Bildröhre eine gekrümmte Kennlinie (Gamma 2,0 bis 2,5), deren Einfluß durch eine entsprechende Entzerrung aufgehoben werden muß. Wenn die Kennlinie der Kameraröhre gerade die entgegengesetzte Krümmung aufweist (z. B. hat das Super-Ikonoskop eine solche mit Gamma = 0,5), so ist die Entzerrung damit schon gegeben.

Bild 1
Ansicht des Super-Orthikon-Normwandlers
(Aufnahme FTZ VE 4)

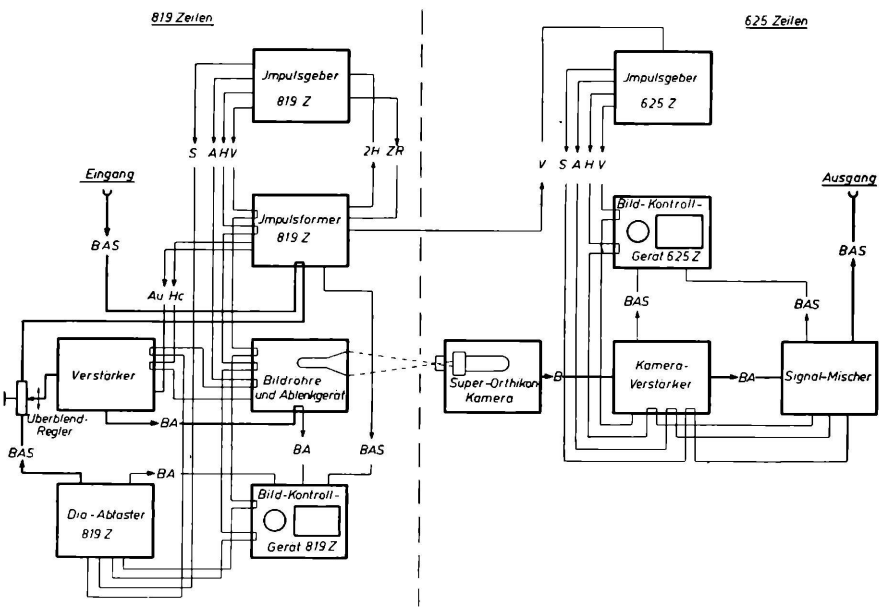


Bild 2
Schema des Super-Orthikon-Normwandlers

Das Super-Orthikon enthält in seiner Kennlinie aber nur ein verhältnismäßig kleines Stück mit annähernd der gewünschten Krümmung. Um dieses auszunutzen, darf die Bildröhre nur mit entsprechend geringem Kontrastumfang (etwa 1 : 10) ausgesteuert werden, wobei noch eine verhältnismäßig große Grundhelligkeit einzustellen ist. Die Einhaltung dieser Bedingungen während des Betriebes ist schwierig und erfordert eine häufige Nachregelung, weil die Eigenschaften der Super-Orthikonröhre sehr stark von der Temperatur abhängig sind. Hierdurch ist auch eine längere Einlaufzeit bis zum Erreichen eines annähernd stabilen Betriebszustandes bedingt.

Der Geräuschabstand ist verhältnismäßig gering. Da durch die notwendigen elektrischen Entzerrungsmaßnahmen die Rauschenergie nur im oberen Frequenzgebiet angehoben wird, ist der visuelle Störabstand im normgewandelten Bild praktisch nicht verändert. — Näheres über die Wirkungsweise des Super-Orthikon-Normwandlers siehe [5].

3. Der Normwandler mit Vidikon

Bild 3 zeigt das Äußere der neuen Normwandler-Anlage, die z. Z. in der Richtfunkstelle der Deutschen Bundespost in Köln aufgestellt ist und die Normwandlung beim Fernseh-Programmaustausch aus Frankreich, Belgien und England ausführt. Mit dieser

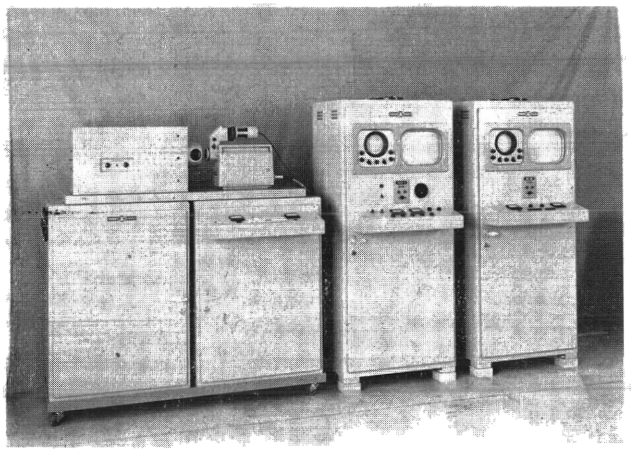


Bild 3
Ansicht des Vidikon-Normwandlers
(Aufnahme Fernseh GmbH)

Anlage ist es möglich, jede der drei in Europa benutzten Fernsehnormen in jede andere dieser drei Normen umzuwandeln.

Der Normwandler ist in Schrankbauweise ausgeführt, weil eine häufige Umstellung auf andere Standorte von vornherein nicht vorgesehen war. Die beiden niedrigen Schränke und der rechte Schrank enthalten die zum Betriebe der Bildröhre notwendigen Geräte wie Verstärker, Impulsformer, Ablenk- und Hochspannungsgerät sowie die Kontrolleinrichtungen für das ankommende Bild und dessen Oszillogramm. Der mittlere Schrank enthält den Kameraverstärker, Impulsgeber, Signalmischer und die Kontrolleinrichtungen (Oszillogramm und Kontrollbild) für das normgewandelte Bild. Die Schreibröhre ist in dem großen Gehäuse auf dem linken Schrank untergebracht. Ihr gegenüber ist die Vidikon-Kamera aufgestellt. Die Kamera kann optisch mittels eines auf die Photoschicht des Vidikons aufprojizierten Testbildes für sich richtig eingestellt werden. Hierzu dient ein kleiner Dia-Projektor, der in Bild 3 über dem Kamera-Gehäuse zu sehen ist.

Das Schaltschema des Vidikon-Normwandlers ist in Bild 4 aufgezeichnet. Die Empfängerseite ist durch den Fortfall des Impulsgebers gegenüber dem Super-Orthikon-Normwandler vereinfacht. Das Ablenkgerät der Schreibröhre wird hier durch die im Impulsformer vom Eingangssignal abgetrennten und aufbereiteten Synchronimpulse direkt gesteuert. Dabei ist jedoch dafür gesorgt, daß Störimpulse die Synchronisierung nicht beeinflussen können. Als Schreibröhre wird eine speziell für diesen Verwendungszweck entwickelte Bildröhre (Bmp 10/6 der Firma Fernseh GmbH) benutzt, die sich durch große Punktschärfe über der ganzen Bildfläche, durch geringste Rasterverzerrungen und durch große Leuchtdichte (größer als 30 000 asb) auszeichnet. Die große Bildhelligkeit wurde gewählt, um den „Nachzieh-Effekt" des Vidikons möglichst gering zu halten. Die hohe Anodenspannung von 28 kV und der große Strahlstrom bedingen eine Abschirmung der Bildröhre mit einem Eisenblech-Gehäuse, damit die Röntgenstrahlung das Bedienungspersonal nicht gefährden kann.

Die Bildung von Interferenzstreifen wird auch bei diesem Normwandler durch Wobbelung der Zeilen auf dem Schirm der Bildröhre verhindert. Die Wobbelamplitude kann jedoch hier bedeutend geringer gehalten werden, weil der Speichereffekt des Vidikons die Intensität der Interferenzstreifen merklich abschwächt. Infolge der verringerten Wobbelamplitude ist die Schärfe des normgewandelten Bildes in senkrechter Richtung besser als beim Normwandler mit Super-Orthikon.

Die Einstellung der Gradation ist verhältnismäßig einfach, weil das Vidikon eine günstige Kennlinienkrümmung mit einem Gamma-Wert von 0,6 bis 0,7 in einem größeren Aussteuerungsbereich besitzt. Die restliche geringe Nichtlinearität der Übertragungskennlinie der Gesamtanlage wird durch eine einstellbare Gammaregelung vor Beginn der Programmübertragung mittels eines treppenförmigen Testsignals mit zehn gleichen Spannungsstufen ausgeglichen. Die Einstellung bleibt über längere Zeit konstant.

Der Geräuschabstand des Vidikon-Normwandlers ist um etwa 6 dB besser als der des Super-Orthikon-Normwandlers. Vorteilhaft ist es, wenn die Möglichkeit besteht, aus einer Anzahl von Vidikon-Röhren die geeignetste bezüglich Empfindlichkeit und Gleichmäßigkeit der Photoschicht aussuchen zu können.

Eine eingehende Beschreibung des Vidikon-Normwandlers findet man bei [6].

4. Vergleich der Normwandler mit Vidikon und Super-Orthikon

Die betrieblichen Vorteile des Vidikon-Normwandlers gegenüber einem solchen mit Super-Orthikon sind in folgenden Tatsachen begründet:

a) Die Gefahr des „Einbrennens" eines längere Zeit stehenden, unbewegten Bildes ist beim Vidikon gering, beim Super-Orthikon dagegen groß. Deshalb

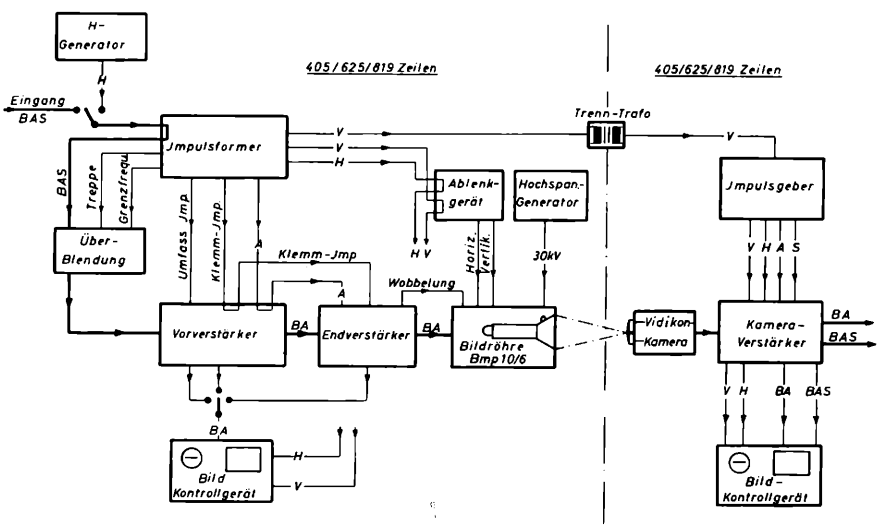


Bild 4
Schema des Vidikon-Normwandlers

darf ein festes Bild auf dem Super-Orthikon nur wenige Minuten stehen bleiben.

b) Die Einstellung des Vidikon-Normwandlers bleibt infolge der geringen Temperaturabhängigkeit des Vidikons über eine längere Betriebszeit erhalten. Die Super-Orthikonröhre erfordert dagegen eine genaue Temperatureinstellung (45 bis 50° C) und deren Konstanthaltung.

c) Die Betriebsbereitschaft des Vidikon-Normwandlers ist in kürzerer Zeit erreicht und erfordert im Gegensatz zum Super-Orthikon keine laufende Nachregelung.

d) Interferenzstreifen werden bei beiden Normwandlern durch Wobbeln des Zeilenrasters vermieden. Beim Super-Orthikon-Normwandler wird diese Maßnahme jedoch mit einem größeren Schärfeverlust des normgewandelten Bildes in senkrechter Richtung erkauft.

e) Der Geräuschabstand des Vidikons ist größer als der des Super-Orthikons.

f) Der Speichereffekt des Vidikons macht eine Verkopplung der Vertikalablenkung des Empfänger- und des Kamerateiles entbehrlich. Infolgedessen erscheint auch eine Normwandlung zwischen Fernsehsystemen mit unterschiedlichen Bildfrequenzen unter Verwendung des Vidikons möglich.

SCHRIFTTUM:

[1] Krawinkel G., Bödeker H.: Über die Technik der elektrischen Bildspeicherung. Telegraphen Techn. 29 (1940), S. 37 bis 44.

[2] Cazalas A.: Problème de la transformation des standards de télévision. l'Onde Electrique 31 (1951), S. 178 bis 183.

[3] Zworykin V. K., Ramberg E. G.: Standards conversion of television signals. Electronics 25 (1952), H. 1 S. 86 bis 91.

[4] Haantjes J.: Die Fernsehübertragung der englischen Krönungsfeier nach dem Festland. Fernmeldetechn. Z. 7 (1954), S. 129 bis 133.

[5] Dillenburger W.: Normwandler für Fernsehübertragungssysteme. Kurzmitt. Fernseh GmbH Sonderheft 1 (Januar 1955), S. 2 bis 13.

[6] Dillenburger W.: Normwandler mit Vidikonkamera. Arch. Elektr. Übertr. 12 (1958), S. 209 bis 224.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 4, APRIL 1959

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Ermittlung eines Rauschbewertungsfilters für das Fernsehen*)

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

Von **J. Müller** und **E. Demus**

Mit 9 Bildern

DK 621.397.813

Einleitung

Ähnlich wie der Störabstand für die Wahrnehmbarkeit periodischer Störungen von der Frequenz des Störers abhängt, ist auch die Sichtbarkeit des Rauschens auf dem Fernsehschirm nicht nur vom Rausch-Signalverhältnis, sondern auch von seinem Spektrum abhängig. So wird man z. B. für statistische Störungen mit Frequenzkomponenten, die vorwiegend im oberen Teil des Videobandes liegen, einen größeren Störanteil zulassen können als für Rauschstörungen mit einer speziellen Betonung des unteren Frequenzbereichs. Diese Tatsache bedeutet aber, daß der in beiden Fällen, z. B. mit einem Zeigerinstrument als gleich gemessene Rauschanteil verschiedene Störwirkungen ausüben würde. Um nun zu erreichen, daß der objektiv gemessene Rauschanteil auch gleichzeitig ein Maß für die subjektive Störwirkung ist, muß man vor das Meßinstrument ein Bewertungsfilter schalten, das der Augenempfindlichkeit Rechnung trägt und die Differenz zwischen objektivem Meßwert und subjektiver Empfindlichkeit ausgleicht. Da die Kenntnis einer solchen Bewertungskurve für die Festlegung von Toleranzen für Fernsehübertragungssysteme und die erforderlichen praktischen Rauschmessungen außerordentlich wichtig ist, hat das CCIR und CCITT die Lösung dieser Aufgabe in ihren Fragenkomplex als vordringlich aufgenommen.

Es ist daher gerade im Rahmen des CCI bereits erhebliche Arbeit auf diesem Gebiet geleistet worden, die in den im Schrifttumsverzeichnis angegebenen CCI-Beiträgen und Veröffentlichungen ihren Niederschlag gefunden hat. Während die Arbeiten auf diesem Gebiet für das 405-Zeilensystem [1, 2, 3] und die amerikanische 525-Zeilennorm [4, 5] bereits zum Abschluß gebracht sein dürften, hat man sich für das 625-Zeilensystem [6, 7, 8, 9] noch nicht auf eine gemeinsame Rauschgewichtskurve bzw. ein entsprechendes Rauschbewertungsfilter einigen können. Arbeiten in dieser Richtung für das französische 819-Zeilensystem sind bisher hier nicht bekannt geworden **).

Es ist daher das Ziel dieser Arbeit gewesen, unter Berücksichtigung der bisher vorliegenden Ergebnisse durch sehr sorgfältige und verhältnismäßig umfangreiche Untersuchungen die noch offenstehende Frage nach einem Rauschbewertungsfilter für das 625-Zeilensystem durch die Ermittlung einer Rauschgewichtskurve möglichst abschließend zu beantworten.

Die weitere Frage, ob es möglich ist, für alle Fernsehnormen dasselbe Rauschbewertungsfilter zu verwenden, ist mehr Frage der Übereinkunft und soll in dieser Arbeit nicht beantwortet werden.

*) Vortrag, gehalten auf der 6. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft, September 1958

**) In der Zwischenzeit sind auf der CMTT-Tagung in Monte Carlo, Oktober 1958, von Frankreich in den Dokumenten Nr. 10 und 11 Vorschläge in dieser Richtung gemacht worden.

1. Durchführung der Versuche

a) Meßmethode

Die Meßmethode, die hier zur Ermittlung der Rauschgewichtskurve verwendet wurde, ähnelt grundsätzlich den bisher angewandten Verfahren. Aus einem gleichmäßig über das Videoband verteilten Rauschspektrum blendet man mit Hilfe von Bandpaßfiltern Rauschanteile in verschiedenen Frequenzbereichen heraus und mischt sie über eine Addierstufe einem geeigneten Fernsehbilde bei. Unter der Voraussetzung, daß die abgefilterten Frequenzanteile denselben Energieinhalt besitzen, wird dann von einer Anzahl von Beobachtern die Wahrnehmbarkeitsgrenze für die abgefilterten Rauschanteile mit Hilfe einer zwischen dem Bandpaßfilter und der Mischstufe geschalteten Eichleitung bestimmt. Die an verschiedenen Stellen des Videobandes für die abgesiebten Rauschanteile gemessenen Dämpfungen ergeben die gesuchte Rauschgewichtskurve, die dann aussagt, um wieviel db weniger die hohen gegenüber den tiefen Frequenzkomponenten im Rauschen stören.

Um die erhaltenen Ergebnisse mit denen der veröffentlichten Arbeiten vergleichen zu können, wurde hinsichtlich der wesentlichsten Versuchsbedingungen — nämlich des Beobachtungsabstandes und des Kriteriums für die Zulässigkeit der Störung — auf die Werte zurückgegriffen, die auch bei den meisten vorher durchgeführten Untersuchungen verwendet worden sind [1, 2, 4, 5, 6, 7]. Es wurde daher ein Betrachtungsabstand von 4 × Bildhöhe und als Kriterium für die noch zulässige Rauschstörung die Wahrnehmbarkeitsgrenze gewählt. Dennoch unterscheiden sich die aufgeführten Arbeiten beträchtlich in den Einzelheiten des Versuchsaufbaus; z. B. a) in der Bandbreite und Mittenfrequenz der verwendeten Filter, b) in der Anzahl und Lage der innerhalb des Videobandes liegenden Meßpunkte, c) in der Anzahl der Beobachter und d) in der Rauschmeßmethode überhaupt. Es muß daher auch bei den vorliegenden Untersuchungen auf die Versuchsbedingungen im einzelnen und auf die verwendete Meßapparatur eingegangen werden.

b) Versuchsbedingungen

Um eine möglichst große Anzahl von Meßpunkten zur Verfügung zu haben, wurde eine Filteranordnung verwendet, die aus einem in Stufen von 0,5 MHz veränderbaren Tiefpaß und einem entsprechend veränderbaren Hochpaß bestand. Auf diese Weise war es möglich, im Bereich von 0,5 bis 6 MHz 11 Bandpässe herzustellen, deren Bandbreite für Mittenfrequenzen im Bereich von 3,5 bis 6 MHz mit 1 MHz und — um die relative Bandbreite nicht zu groß zu wählen — von 0,75 bis 3,5 MHz mit 0,5 MHz eingestellt werden konnte. Außerdem wurde noch ein besonderer Bandpaß mit einer Mittenfrequenz von 470 kHz und einer Bandbreite von 180 kHz verwendet. Die Meßpunkte unter 300 kHz wurden dadurch gewonnen, daß man an Stelle von Bandpässen Tiefpässe mit einer Bandbreite von 20 kHz, 0,5 und 0,6 MHz verwendete, wie es auch in den unter [1, 4, 6] angeführten Arbeiten geschehen ist. Die Dämpfungsfrequenzgänge der verwendeten Filter sind in Bild 1 wiedergegeben.

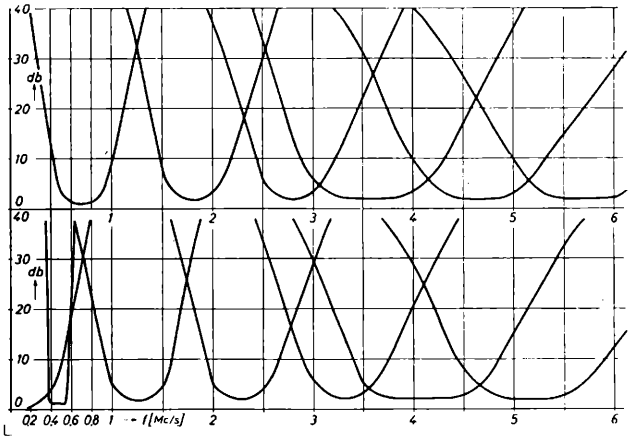


Bild 1. Dämpfungscharakteristiken der in der Meßanordnung Bild 2 verwendeten Filter

Nachdem durch gründliche Vorversuche mit 25 Beobachtern festgestellt worden war, in welchen Grenzen die durchschnittlichen Abweichungen in db bei Beurteilung der Wahrnehmbarkeitsgrenze von Rauschstörungen überhaupt liegen, wurden die eigentlichen Messungen mit 10 Versuchspersonen durchgeführt. Da sich im Laufe der Vorversuche herausgestellt hat, daß die Sichtbarkeitsgrenze bei Rauschstörungen außerordentlich vom Beobachtungsabstand abhängt, wurde mit Hilfe einer einfachen Vorrichtung der Betrachtungsabstand bei allen Beobachtungen immer genau gleich der vierfachen Bildhöhe eingestellt. Um etwa die Beobachtungsverhältnisse beim Heimempfang nachzubilden, wurde der Raum durch eine 40 Watt-Lampe durch Anstrahlen der etwa 3 m hinter dem Bildschirm befindlichen Wand soweit indirekt beleuchtet, daß die nötigen Einstellungen und Ablesungen an der Apparatur ohne weitere zusätzliche Beleuchtung vorgenommen werden konnten.

Für die Rauschbeobachtungen wurde ein elektronisches Testbild verwendet, bei dem die Frequenzbalken von 1 bis 5 MHz abgedeckt waren, so daß in erster Linie der Störeffekt auf einer horizontal verlaufenden Grautreppe beobachtet wurde. Diese Maßnahme wurde getroffen, um den Beobachter nicht durch das Auftreten von selektiven Interferenzen zwischen den abgefilterten Rauschanteilen und dem ausgeprägten Frequenzmuster von 1 bis 5 MHz zu irritieren, und um sich den bisher verwendeten Testbildern anzupassen. Außerdem war der Monitor getrennt mit H und V synchronisiert, um etwa die Verhältnisse der Schwungradsynchronisierung beim Heimempfänger nachzubilden. Das Testbild war auf dem Monitor so eingestellt, daß es einen Kontrast von etwa 1 : 100 aufwies, wobei die dunkelsten Bildpartien mit etwa 2 asb und die hellsten mit etwa 200 asb gemessen wurden.

Der Rausch wurde mit einem in Effektivwerten geeichten Zeigerinstrument gemessen. Die Eichung dieses Instrumentes wurde mit Hilfe von Rauschspannungen mit einem Thermokreuz-Instrument verglichen, das seinerseits hinsichtlich seines Frequenzganges überprüft und mit Gleichspannungen geeicht worden war.

c) Versuchsaufbau

Aus dem über das Meßverfahren bisher Gesagten ergibt sich der in Bild 2 aufgezeichnete Versuchsaufbau. *RG* ist ein Rauschgenerator, der über das Videoband von 30 Hz bis 6 MHz gleichmäßig verteiltes Rauschen bis zu einer Maximal-Amplitude von 1 V_{eff} liefern konnte. $F_{1\ldots15}$

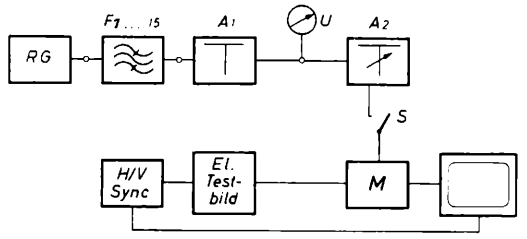


Bild 2. Meßanordnung zur Ermittlung der Rauschgewichtskurve

sind die angegebenen Tiefpässe bzw. Bandpässe gemäß Bild 1. Das erste Dämpfungsglied A_1 diente dazu, die über die verschiedenen Bandpaß- bzw. Tiefpaßfilter gelangende Rauschenergie so einzustellen, daß, unabhängig von der verwendeten Filtereinstellung, für die Messung der Wahrnehmbarkeitsgrenze immer derselbe Rauschenergiebetrag zur Verfügung stand. Das Instrument U, das in Effektivwerten geeicht war, diente dabei lediglich zur Kontrolle der Rauschspannung und mußte immer denselben Ausschlag zeigen. Die in db geeichte veränderbare Eichleitung A_2 wurde dann bei jeder Filtereinstellung so eingeregelt, daß nach Ansicht der Beobachter auf dem Testbild gerade keine Rauschstörung mehr zu bemerken war. Zur besseren Kontrolle der Wahrnehmbarkeitsgrenze war dem Beobachter durch Betätigen des Schalters S die Möglichkeit eines Vergleiches mit dem unverrauschten Bild gegeben.

Die auf diese Weise für die verschiedenen Mittenfrequenzen abgelesenen db-Werte ergaben dann den Verlauf der Rauschgewichtskurve.

Wenn auch der prinzipielle Versuchsaufbau verhältnismäßig einfach aussieht, so sind doch derartige Rauschmessungen recht schwierig und erfordern besonders hinsichtlich der Eichung ein großes Maß von Sorgfalt und Meßerfahrung, zumal die zu messenden Rauschspannungen sehr klein sind und exakt im Effektivwert gemessen werden müssen. Die Schwierigkeiten und Ungenauigkeiten, die mit der Messung kleiner Rauschspannungen verbunden sind, konnten durch die Verwendung des Dämpfungsgliedes A_1 zur Einstellung auf einen gleichbleibenden Energiebetrag beträchtlich verringert werden. Ebenso hat sich die schnelle Einstellmöglichkeit der verschiedenen Bandpaßfilter mit Hilfe der Hochpaß-Tiefpaß-Anordnung außerordentlich gut bei der Durchführung der Messungen mit einer größeren Anzahl von Beobachtern bewährt.

2. Meßergebnisse

Die mit der soeben beschriebenen Meßmethode erhaltenen Meßwerte sind in Bild 3 in einem logarithmischen Frequenzmaßstab aufgetragen. Sie ergeben die gesuchte

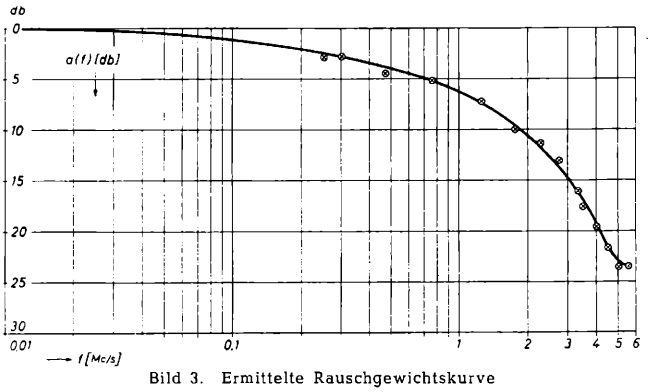


Bild 3. Ermittelte Rauschgewichtskurve

Rauschgewichtskurve, wobei der mit dem Tiefpaß von 20 kHz — d. h. bei der Mittenfrequenz von 10 kHz — gemessene Wert als Bezugswert angenommen und mit Null angesetzt wurde. Die Kurve gibt also an, um wieviel db sich der für die Wahrnehmbarkeitsgrenze erforderliche Störabstand für die hohen Frequenzanteile des Rauschens gegenüber den tiefen Frequenzkomponenten ermäßigt. Die eingetragenen Meßpunkte stellen die arithmetischen Mittelwerte der von 10 Beobachtern gefundenen Meßwerte dar. Es hat sich gezeigt, daß die Streuung der beobachteten Werte von der Mittenfrequenz der Filter nahezu unabhängig ist. Die maximale Abweichung vom arithmetischen Mittelwert beträgt, gemittelt über alle verwendeten Filter, ± 2,5 db, während sich als mittlerer Fehler für die Einzelmessung ein Wert von ± 1,5 db errechnet hat. Da die Messungen mit außerordentlicher Sorgfalt für eine verhältnismäßig große Anzahl von Meßpunkten über den gesamten Videobereich von 10 kHz bis 5,5 MHz durchgeführt worden sind, dürfte der in Bild 3 eingezeichneten Gewichtskurve eine verhältnismäßig große Wahrscheinlichkeit zukommen.

Da die erhaltene Rauschgewichtskurve nur eine relative Aussage darüber macht, inwieweit hochfrequente Rauschanteile weniger stören als solche im unteren Videoband, sind noch einige Zusatzmessungen durchgeführt worden, die klären sollten, wie groß der absolute Störabstand vom Bildsignal für die Wahrnehmbarkeitsgrenze ist. Dabei wurde das *BA*-Signal in V_{ss} und die Rauschspannung in V_{eff} gemessen. Für die Rauschgewichtskurve hat sich dabei ergeben, daß dem mit Null angenommenen Wert bei 10 kHz ein absoluter Störabstand von etwa 56 db zukommt.

Ebenso ist der für die Wahrnehmbarkeitsgrenze zulässige Störabstand für ein gleichmäßig über das Videoband von 30 Hz bis 5 MHz verteiltes Rauschen gemessen worden, um auch für die Störabstände anderer Rauschspektren einen absoluten Bezugspunkt zu haben. Er hat sich als Mittelwert von 10 Beobachtungen zu 47 db ± 1,6 db ergeben, wobei 1,6 db der mittlere Fehler der Einzelmessung ist. Dieser Wert stimmt übrigens mit dem vom CCI für eine Fernsehweitverbindung von 2500 km vorgeschlagenen Störabstand von 46 db sehr gut überein.

3. Vergleichende Betrachtungen

Ein Vergleich der hier gefundenen Meßergebnisse mit allen an den anderen Stellen erreichten Resultaten ist außerordentlich schwierig, da 1. die Fernsehnormen hinsichtlich Bandbreite, Zeilenzahl usw. voneinander abweichen und 2. nur bei einigen Arbeiten genauere Einzelheiten über die Durchführung der Messungen und Versuchsbedingungen, wie die Anzahl der Beobachter, Angabe der verwendeten Bandfilter, Beobachtungsabstand usw. vorliegen. Ein Vergleich durch Transformation zwischen den Rauschgewichtskurven verschiedener Normen — nämlich der amerikanischen und der englischen — ist zwar schon einmal von amerikanischer Seite einfach durch Änderung des Frequenzmaßstabes im Verhältnis der beiden Zeilenfrequenzen versucht worden [10]. Wenn dieser Versuch auch sehr naheliegend ist und sogar zwischen der amerikanischen Rauschgewichtskurve und den Meßergebnissen für das 625-Zeilensystem wegen der gleichen Zeilenfrequenz eine verhältnismäßig gute Übereinstimmung besteht, so ist es doch sehr fraglich, ob man dieses Verfahren generell anwenden kann und nicht noch andere Komponenten als nur das Verhältnis der Zeilenfrequenzen bei der Transformation einer Rauschgewichtskurve von einer Norm in die andere eine Rolle spielen. Es sollen daher hier in erster Linie nur die Arbeiten miteinander verglichen werden, die sich auf das 625-Zeilensystem beziehen und hinsichtlich der wesentlichen Versuchsbedingungen übereinstimmen.

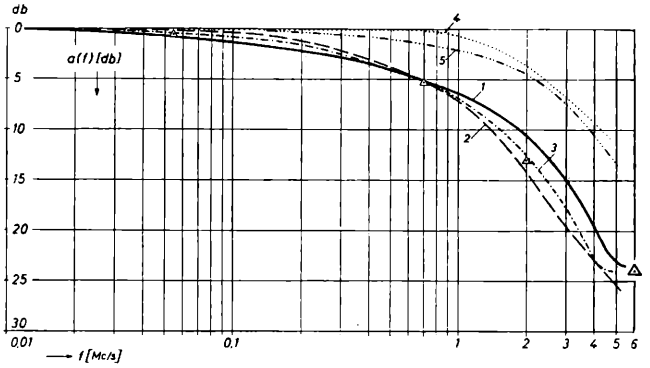


Bild 4. Vergleich verschiedener Rauschgewichtskurven. (1) Ermittelte Rauschgewichtskurve Bild 3; (2) Kuba [5]; (3) USA [4]; (4) UdSSR [8]; (5) Fernseh GmbH [9]. Die durch Dreiecke angedeuteten Meßpunkte stellen die Meßergebnisse der niederländischen Verwaltung [6] dar

In Bild 4 sind neben der im Rahmen dieser Arbeit gefundenen Kurve (1) die in der Forschungsanstalt der niederländischen Postverwaltung ermittelten Meßwerte [6] (als Dreiecke gekennzeichnet) und die von der Standard Telephone and Cable (S. T. C.) vorgeschlagene Rauschgewichtskurve (2) eingezeichnet [5]. Außerdem ist wegen der gleichen Zeilenfrequenzen und denselben Versuchsbedingungen auch die amerikanische Rauschgewichtskurve (3) aufgeführt worden [4], die sich den Kurven (1) und (2) und den holländischen Meßpunkten recht gut anpaßt.

Die holländischen Werte sind mit 47 Beobachtern unter denselben wesentlichen Versuchsbedingungen (gleiches Testbildmuster, gleicher Betrachtungsabstand und Bestimmung der Wahrnehmbarkeitsgrenze), wie sie auch in dieser Arbeit zugrunde liegen, ermittelt worden. Lediglich die Bandbreiten der Filter und deren Mittenfrequenzen waren anders gewählt. Während man bei dieser Arbeit anscheinend mehr Wert auf eine große Anzahl von Beobachtern und weniger Wert auf eine große Anzahl von Meßpunkten (4) gelegt hat, wurde in der vorliegenden Arbeit bewußt einer großen Zahl von Meßpunkten (15) der Vorzug gegeben, um einen möglichst eindeutigen Verlauf der Rauschbewertungskurve zu erhalten. Trotz der Verschiedenheiten in den verwendeten Filtern stimmen die holländischen Werte bis auf den Wert bei 2 MHz mit der hier ermittelten Kurve sehr gut überein.

Der von der S. T. C. vorgeschlagenen Kurve liegen keine experimentellen Versuche zugrunde. Sie wurde lediglich durch sorgfältige theoretische Überlegungen unter Verwendung der sehr gründlichen Arbeiten von *O. H. Schade* und unter gleichen Voraussetzungen hinsichtlich Beobachtungsabstand und Wahrnehmbarkeitskriterium gefunden. In Anbetracht dieser Tatsache kann man die Übereinstimmung mit den experimentell gefundenen Werten wohl als recht gut bezeichnen.

Der Vollständigkeit halber sind noch die auf Grund der russischen Arbeiten [8] (Kurve 4) und die bei der Fernseh GmbH [9] (Kurve 5) gefundenen Bewertungskurven

in das Bild 4 eingetragen worden. Da der Beobachtungsabstand bzw. das Kriterium für die Zulässigkeit von Störungen anders gewählt worden ist, muß jedoch dazu gesagt werden, daß die Versuchsbedingungen in diesen beiden Fällen von den erstgenannten abweichen. Die dort ermittelten Rauschgewichtskurven sind daher mit den der erstgenannten Arbeiten kaum direkt zu vergleichen *).

4. Vorschlag für ein praktisches Rauschbewertungsfilter

Wenn man aus den soeben angegebenen Gründen von den Kurven 4 und 5 absieht, kann man sagen, daß die unter gleichen Versuchsbedingungen theoretisch und experimentell gefundenen Ergebnisse erfreulich gut übereinstimmen und die Möglichkeit für ein praktisches Rauschbewertungsfilter für das 625-Zeilensystem durchaus zulassen. Ein derartiges Filter wird immer einen Kompromiß darstellen, da es einerseits möglichst einfach und praktisch realisierbar sein, andererseits aber in seinem Dämpfungsverlauf der gefundenen Rauschgewichtskurve möglichst nahekommen soll.

Von holländischer Seite [7] ist bereits ein Vorschlag für ein solches Filter gemacht worden (Bild 5). Es besitzt

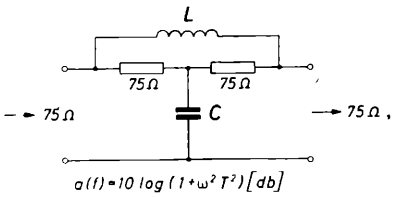


Bild 5. Vorschlag für einen Rauschbewertungsfiltertyp nach [7]

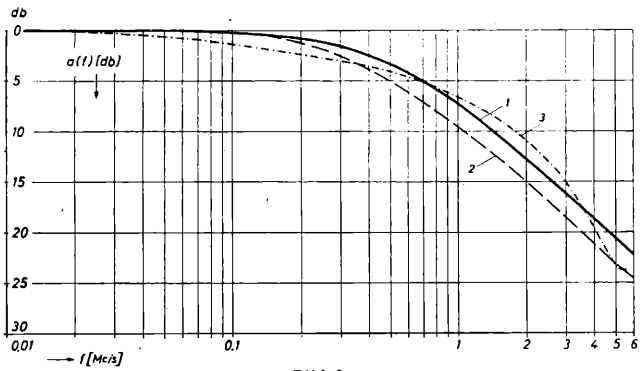


Bild 6.
Kurve (1): Dämpfungsverlauf des vorgeschlagenen Bewertungsfilters nach Bild 5 mit $T = 0{,}34$ µs.
Kurve (2): Dämpfungsverlauf des von den Niederlanden vorgeschlagenen Bewertungsfilters nach Bild 5 mit $T = 0{,}45$ µs.
Kurve (3): Ermittelte Rauschgewichtskurve nach Bild 3 zum Vergleich

den großen Vorteil, daß es durch die einfache Gleichung $a\,(f)$ [db] $= 10 \log (1 + \omega^2 T^2)$ beschrieben wird und außerordentlich einfach aufgebaut ist. Die Zeitkonstante ist dabei mit $T = 0{,}45$ µs, $\omega = 2\,\pi f$, gewählt worden. Der Dämpfungsverlauf dieses Filters ist in Bild 6 (Kurve 2) dargestellt. Er kommt zwar den vier ermittelten holländischen Meßpunkten schon ziemlich nahe, zeigt aber gegenüber der hier auf Grund von 15 Meßpunkten gefundenen Gewichtskurve doch erhebliche Abweichungen [Bild 6 (Kurve 3)]. Es ist daher der Versuch gemacht worden, das Netzwerk als solches beizubehalten und lediglich die Zeitkonstante von $T = 0{,}45$ µs auf 0,34 µs zu ändern, wodurch man die in Bild 6 gezeichnete Kurve (1) erhält. Diese Filterkurve hat dann den Vorteil, daß sie die holländischen Meßwerte im Bereich bis 5 MHz sogar noch besser trifft und auch für den in der vorliegenden Arbeit gefundenen Kurvenverlauf eine sehr gute Näherung darstellt. Die maximalen Abweichungen von der experimentell gefundenen Gewichtskurve (3) betragen im Bereich bis 4 MHz nicht mehr als etwa ± 1,5 db und liegen damit innerhalb des mittleren Fehlers der Einzelmessung. Dazu kommt, daß bei der praktischen Ausführung des Filters die größeren Abweichungen oberhalb 4 MHz auf Grund schädlicher Schaltkapazitäten noch kleiner werden.

*) Neuere in der UdSSR durchgeführte Versuche mit denselben Versuchsbedingungen haben ergeben, daß die gefundene Bewertungskurve den von der niederländischen Postverwaltung ermittelten Werten entspricht. (Siehe CMTT-Dokument Nr. 23, Monte Carlo, 7. bis 17. 10. 1958.)

5. Messungen mit praktischen Rauschbewertungsfiltern

Wenn ein Rauschbewertungsfilter (R. B. F.) die von ihm zu fordernden Bedingungen erfüllen soll, muß sich,

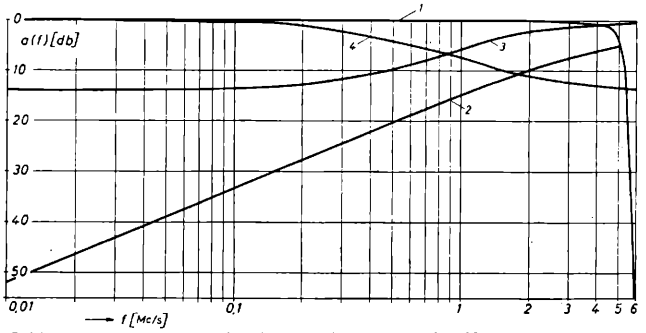


Bild 7. Dämpfungscharakteristiken der Netzwerke $N_{1\ldots4}$ zur Erzeugung verschiedener Rauschspektren

wenn es vor ein Meßinstrument geschaltet wird, unabhängig von der Struktur und Energie des Rauschens bei der Wahrnehmbarkeitsgrenze auf diesem immer derselbe Ausschlag ergeben. Um die zu prüfenden Filter auf diese Eigenschaften hin auch über den ganzen Videobereich bis 5 MHz zu prüfen, wurden mit 6 verschiedenen Netzwerken $N_{1\ldots6}$ mit sehr stark voneinander abweichenden Dämpfungskurven experimentelle Untersuchungen vorgenommen. Es handelte sich dabei um folgende Filter (vgl. Bild 7):

1. einen phasenkorrigierten Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 5 MHz;
2. ein Filter zur Erzeugung von dreieckförmigem Rausch, dessen Dämpfung um 6 db pro Oktave abnimmt;
3. ein bei Richtfunkstrecken verwendetes Preemphase-Filter, dessen Dämpfung von etwa 10 kHz bis 4 MHz um 14 db abfällt;
4. das entsprechende Deemphase-Filter
   und, um die Eignung des Bewertungsfilters getrennt in der unteren und oberen Hälfte des Videobandes untersuchen zu können;
5. einen Tiefpaß mit der Grenzfrequenz 2,5 MHz und
6. einen entsprechenden Hochpaß.

Der Tiefpaß von 5 MHz blieb bei den anderen Netzwerken zusätzlich eingeschaltet, um das Rauschspektrum bei 5 MHz zu begrenzen.

Die hier zu untersuchenden Bewertungsfilter sind vom Typ $a\,(f) = 10 \log (1 + \omega^2 T^2)$ mit den Zeitkonstanten $T = 0{,}34$ und 0,45 µs. Die praktischen Filterkurven sind in Bild 8, Kurve (1) und (2) wiedergegeben; sie weichen, wie bereits erwähnt, im oberen Frequenzbereich etwas von den theoretisch errechneten Dämpfungscharakteristiken (Bild 6) ab.

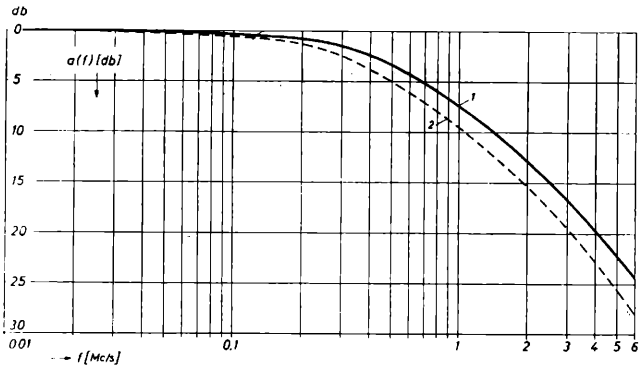


Bild 8. Dämpfungscharakteristiken der praktisch verwendeten Bewertungsfilter nach Bild 5.
(1) T = 0,34 µs; L = 25,6 µH; C = 4540 pF;
(2) T = 0,45 µs; L = 33,7 µH; C = 6000 pF

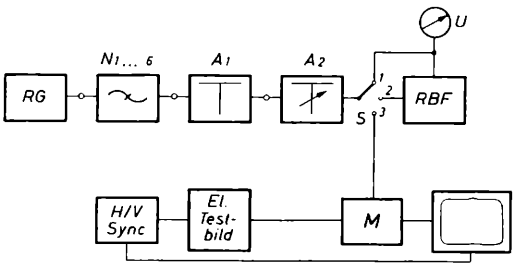


Bild 9. Meßanordnung zur Prüfung von praktischen Rauschbewertungsfiltern

Die hierfür verwendete Meßapparatur (Bild 9) unterscheidet sich von dem Versuchsaufbau in Bild 2 nur dadurch, daß 1. an Stelle der einstellbaren Bandpässe $F_{1\ldots15}$ die oben angegebenen Netzwerke $N_{1\ldots6}$ treten, 2. das Meßinstrument U hinter dem Dämpfungsglied A_2 angeschlossen und 3. das Rauschbewertungsfilter bei Bedarf vor das Instrument geschaltet wurde. Die Messung wurde dann genau so durchgeführt, wie bereits bei der Ermittlung der Rauschgewichtskurve beschrieben. Die Einstellung gleicher Rauschenergie wurde wieder mit dem Dämpfungsglied A_1 vorgenommen, wobei die veränderbare Eichleitung A_2 auf Null gestellt war (Schalterstellung S_1). Die Ermittlung der Wahrnehmbarkeitsgrenze für die durch die Netzwerke $N_{1\ldots6}$ bedingten Störungen erfolgte dann durch die Regelung der veränderbaren Eichleitung A_2 in der Schalterstellung S_3. Zusätzlich wurde dann noch bei dieser der Wahrnehmbarkeitsgrenze entsprechenden Einstellung an A_2 unter Zwischenschaltung des Rauschbewertungsfilters am Instrument U die jeweilige Rauschspannung in der Schalterstellung S_2 gemessen. Bei Vorschaltung eines „idealen" Bewertungsfilters müßte dann bei jedem beliebigen Rauschspektrum das Instrument U immer denselben Ausschlag zeigen. Bei einem praktisch realisierbaren Filter werden sich dagegen für die verschiedenen zu prüfenden Netzwerke natürlich kleine Abweichungen voneinander ergeben, die um so geringer sind, je geeigneter das Bewertungsfilter ist.

Die Meßergebnisse, die die Mittelwerte von 10 Beobachtern darstellen, sind in Tafel 1 für die verschiedenen Netzwerke $N_{1\ldots6}$ sowohl unter Verwendung des von der niederländischen Postverwaltung vorgeschlagenen als auch für das auf Grund der vorliegenden Arbeit ermittelten Rauschbewertungsfilters in db angegeben. Dabei ist der arithmetische Mittelwert der Ablesungen für alle gemessenen Rauschverteilungen $N_{1\ldots6}$ willkürlich gleich Null gesetzt worden.

Eine Gegenüberstellung der erhaltenen Abweichungen zeigt, daß bei dem holländischen R. B. F. der maximale

Tafel 1. Meßergebnisse mit verschiedenen Bewertungsfiltern. Relative Abweichungen in db bei der Wahrnehmbarkeitsgrenze

Filtertyp Bild 5	N_1 Tiefpaß 5 MHz db	N_2 Pre-emph. Filter db	N_3 De-emph. Filter db	N_4 Dreieck-Filter db	N_5 Tiefpaß 2,5 MHz db	N_6 Hochpaß 2,5 MHz db
(1) Empfohl. R. B. F. (T = 0,34 µs) L = 25,6 µH C = 4540 pF	− 0,2	− 0,9	− 0,3	+ 0,5	− 0,5	+ 1,3
(2) Holl. R. B. F. (T = 0,45 µs) L = 33,7 µH C = 6000 pF	− 0.7	− 0,6	− 1,2	+ 1,1	− 0,8	+ 2,2

Unterschied für die hier untersuchten Rauschspektren 3,4 db beträgt, während er bei dem auf Grund der vorliegenden Messungen verwendeten Rauschbewertungsfilter nur 2,2 db ausmacht und damit die gestellten Forderungen besser erfüllt. Die Betrachtung der Spalten N_5 und N_6 unterstreicht dieses Ergebnis noch besonders hinsichtlich einer getrennten Bewertung der hohen gegenüber den tiefen Frequenzen.

Durch die Einstellung des in db geeichten Dämpfungsgliedes A_2, die maßgebend für die Ermittlung der Wahrnehmbarkeitsgrenze der Störung war, hat sich weiter ergeben, daß man, gleiche Rauschenergie vorausgesetzt, den für die Wahrnehmbarkeitsgrenze zulässigen Störabstand für dreieckförmiges Rauschen um 7 db gegenüber dem für gleichförmiges Rauschen herabsetzen kann. Für die Kombination von Dreieckfilter und Deemphase-Filter — entsprechend einem Rauschspektrum, wie es bei Richtfunkstrecken mit Pre- und Deemphasis auftritt — ergab sich gegenüber einem gleichförmigen Rauschspektrum eine zulässige Verminderung von etwa 3,5 db. Diese Werte stimmen ausgezeichnet mit dem bisher vom CCI empfohlenen und in den Pflichtenheften der DBP angegebenen Zahlen überein.

Schließlich ist noch untersucht worden, wie groß die Differenzen in db zwischen bewertetem und unbewertetem Rauschen bei gleichförmigem und dreieckförmigem Spektrum sind. Die Meßergebnisse sind für beide Rauschbewertungsfilter in Tafel 2 zusammengestellt worden.

Tafel 2. Differenzen zwischen unbewertetem und bewertetem Rauschabstand

	Gleichförmiges Rauschen 30 Hz — 5 MHz db	Dreieckförmiges Rauschen 6 db pro Oktave db
1 Empfohlenes Rauschbewertungsfilter (T = 0,34 µs)	7,8 (8,6)	15,0 (16,3)
2 Holländisches Rauschbewertungsfilter (T = 0,45 µs)	8,9	17,3
3 CCI-Störabstände (unbewertet)	46	39
4 CCI-Störabstände bewertet mit (1)	53,8 (54,6)	54,0 (55,5)
5 CCI-Störabstände bewertet mit (2)	54,9	56,3

Außerdem sind in Zeile 3 die vom CCI für eine 2500 km lange Fernsehleitung (hypothetischer Bezugskreis) empfohlenen Rauschabstände für diese Spektralverteilungen eingetragen worden.

Unter dem Doppelstrich sind in Zeile 4 und 5 die sich durch Addition von Zeile 1 und 2 bzw. Zeile 2 und 3 ergebenden bewerteten Störabstände angegeben. Daraus ergibt sich, daß die mit dem hier empfohlenen Filter bewerteten Rauschabstände außerordentlich gut übereinstimmen, so daß, unabhängig vom Rauschspektrum, für den Bezugskreis von 2500 km ganz allgemein ein bewerteter Störabstand von 54 db vorgeschlagen werden kann.

Die in den Zeilen (1) und (4) in Klammern eingetragenen Werte sind mit Hilfe graphischer Integration unter Zugrundelegung einer idealen gleichförmigen und dreieckförmigen Rauschverteilung sowie des theoretischen Dämpfungsverlaufes des vorgeschlagenen Rauschbewertungsfilters errechnet worden. Derselbe Wert ist übrigens auch von englischer Seite in den entsprechenden CCI-Dokumenten für das 405-Zeilensystem angegeben worden [11].

Schlußbetrachtung

Auf Grund der durchgeführten Untersuchungen ist für die 625-Zeilennorm eine Rauschgewichtskurve ermittelt worden, die mit den unter gleichen Voraussetzungen erzielten Ergebnissen anderer Arbeiten recht gut übereinstimmt. Um ganz sicher zu gehen, ob die ausgeführten Messungen zuverlässig und ihre Ergebnisse reproduzierbar sind, wurden sie besonders im Hinblick auf die stark abweichenden Resultate der Arbeiten [8] und [9] unter nochmaliger Überprüfung der gesamten Meßanordnung mit einer Anzahl von Beobachtern noch einmal wiederholt und ihre Ergebnisse bestätigt.

Für ein in der Praxis zu verwendendes Rauschbewertungsverfilter hat sich ergeben, daß der in der holländischen Arbeit [7] vorgeschlagene einfache Filtertyp (Bild 5) durchaus geeignet ist und beibehalten werden kann, daß aber zweckmäßig eine Zeitkonstante von $T = 0{,}34$ µs mit $L = 25{,}6$ µs und $C = 4540$ pF verwendet wird *).

*) In der Zwischenzeit ist ein derartiger Filtertyp von der CMTT im Dokument 31 rev. (Monte Carlo) für alle Normen empfohlen worden; und zwar für die 625-Zeilensysteme und die 405-Zeilennorm mit einer Zeitkonstanten von $T = 0{,}33$ µs und für das 819-Zeilensystem mit einer solchen von $T = 0{,}166$ µs.

Weiter wurde festgestellt, daß die Wahrnehmbarkeitsgrenze für ein gleichförmiges Rauschspektrum bis 5 MHz bei 47 db (im Effektivwert gemessen) liegt und für diese damit bei einer bewerteten Rauschmessung ganz allgemein, unabhängig von der Rauschverteilung, ein Störabstand von 55 db angesetzt werden kann. Außerdem ist auch die Frage nach dem vom CCI geforderten einzigen Wert für den zulässigen bewerteten Rauschabstand für Fernsehweitverbindungen (Bezugskreis von 2500 km) beantwortet, der bei den bisher empfohlenen Werten für unbewertetes gleichförmiges und dreickförmiges Rauschen nunmehr mit 54 db vorgeschlagen werden kann.

Die Frage, ob es möglich ist, ein Bewertungsfilter anzugeben, das für alle Fernsehnormen mit genügender Annäherung gilt, ist im einzelnen nicht untersucht worden, müßte aber wohl negativ beantwortet werden. Ein Vergleich der Rauschgewichtskurven verschiedener Normen läßt aber den Schluß zu, daß man vielleicht einen gemeinsamen Filtertyp finden könnte, der lediglich durch Ändern der numerischen Werte den Rauschgewichtskurven verschiedener Normen genügend gerecht werden könnte.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *T. Kilvington, D. L. Judds, L. R. Meatyard:* An investigation of the visibility of noise in television pictures. Radio Report Nr. 2289 of the British Post Office Engineering Deptt., Juli 1953.

[2] *R. D. A. Maurice, M. Gilbert, G. F. Lewell* und *J. E. Spencer:* The visibility of noise in television. Monograph Nr. 3 of the British Broadcasting Corporation, Oktober 1955.

[3] VIII. Vollversammlung des CCIR, Warschau 1956, Band 1, S. 432—433.

[4] *H. N. Christopher* und *J. N. Barstow:* Measurement of random monochrome video interference. Transaction of the A. I. E. E., Vol. 73, Part. 1, Comm. and Elect., Januar 1954, S. 735—741.

[5] CCIF-Beitrag der kubanischen Telephongesellschaft (Standard Telephone and Cables [S. T. C.]). Grünbuch der XVII. Vollversammlung des CCIF, Genf, Oktober 1954.

[6] *F. Maarleveld:* Measurements on the visibility of random noise in a 625-line monochrome television system. Report Nr. 107 R. L. der holländischen PTT, August 1957.

[7] Niederländischer Beitrag für die gemischte Studiengruppe CCIR/CCITT (C. M. T. T.) Paris, Juli 1957, Doc. 12, Annex IV.

[8] CCIR-Beitrag der U. d. S. S. R., Moskau 1958, Doc. XI/23.

[9] *E. Sennhenn:* Messung und Bewertung des Schrots im Videoband. Elektronische Rundschau 11 (1957), S. 271—274.

[10] CCIR-Beitrag der U. S. A., Moskau 1958, Doc. XI/19.

[11] VIII. Vollversammlung des CCIR, Warschau 1956, Band 1, S. 422.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 5, MAI 1959

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Entwicklungstendenzen in der Funktechnik, besonders im Hinblick auf die erweiterte Anwendung der Einseitenband-Technik

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

Von **E. Frommer**, Darmstadt

Mit 17 Bildern

DK 621.396

Wenn man den ständig zunehmenden Bedarf an Nachrichtenkanälen auf der Erde kritisch verfolgt, kann man leicht voraussagen, wann der Nachrichtenverkehr wegen Überbelegung des zur Verfügung stehenden Frequenzbandes zwangsläufig zusammenbrechen muß. Von dieser nüchternen Erkenntnis ausgehend, haben sich in den Vereinigten Staaten Nachrichtenfachleute aus Industrie und Verwaltung (IRE, ITAC, FCC) mit diesem ernsten Problem auseinandergesetzt. Als Lösung wird die vermehrte und erweiterte Anwendung der Einseitenband-Technik angesehen, die sich bei Berücksichtigung der Entwicklungstendenzen in der Funktechnik anbietet. Diese Ansicht wird in der Dezember-Ausgabe 1956 der Proc. IRE, die als spezielle „Einseitenband-Ausgabe" erschien, eingehend begründet. Über dieses aktuelle und wichtige Thema soll im folgenden in Anlehnung an dieses Sonderheft zusammenfassend berichtet werden [4, 5].

Auf die bekannten Vorteile des Einseitenband-Verfahrens [1, 2, 3, 6] kann in diesem Zusammenhang nicht eingegangen werden. Lediglich auf die wesentlich bessere Übertragungsqualität, die mit Einseitenband-Systemen bei Vorhandensein gewisser Ausbreitungs-Phänomene (Mehrwege-Ausbreitung, selektiver Schwund) erreicht werden kann, sei noch einmal besonders hingewiesen. Einer umfassenderen Anwendung von Einseitenband-Geräten standen bisher im wesentlichen ihr verwickelter Aufbau und damit die erforderlichen hohen Investitionskosten hemmend im Wege. Bei Erreichung eines bestimmten Standes der Technik, der jedoch durchaus in naher Zukunft liegen könnte, wäre eine Anwendung auf breiterer Basis möglich.

Auf die Voraussetzungen, die erfüllt werden müssen, damit durch umfassende Anwendung der Einseitenband-Technik eine bessere Ausnützung des HF-Spektrums erreicht wird, kann im Rahmen dieser Übersicht nicht näher eingegangen werden; das Problem wird in [7] eingehender behandelt. Es mögen an dieser Stelle kurze Hinweise auf die wesentlichsten Gesichtspunkte genügen, die z. Z. bei der Frequenzzuteilung beachtet werden müssen. Nach dem derzeitigen Stande der Technik ist es erforderlich, zwischen den Bandgrenzen benachbarter Kanäle verhältnismäßig breite Schutzbänder vorzusehen. In erster Linie ist hierfür die zugelassene Frequenztoleranz der Senderfrequenz bestimmend; bei einem Toleranzwert von $1 \cdot 10^{-4}$ würde sich z. B. bei 30 MHz eine zulässige Abweichung von ± 3 kHz ergeben! In diesem Band ließen sich bei höheren Werten der Frequenzstabilität und bei Anwendung der Einseitenband-Technik bereits zwei Sprachkanäle unterbringen. Die Verbesserung der Frequenzstabilität ist somit das Kardinalproblem im Hinblick auf eine dichtere Belegung des Frequenzspektrums. Bei einem großen Teil der z. Z. in Betrieb befindlichen Sender ist außerdem infolge technischer Unvollkommenheiten die ausgestrahlte Bandbreite doppelt, ja sogar dreifach so groß, wie sie zur Übertragung der Nachricht erforderlich wäre. Eine Beschränkung der ausgestrahlten Bandbreite auf das unbedingt notwendige Maß muß daher bei allen zukünftigen Sendern angestrebt werden. Das Spektrum eines Einseitenband-Senders mit herabgesetztem Träger ist in dieser Hinsicht besonders günstig, da es nur die halbe Bandbreite verglichen mit einer normalen Zweiseitenband-Sendung besitzt und hierbei auch Störungen vermieden werden, die bei Zweiseitenband-Übertragungen durch Überlagerung benachbarter Träger entstehen können.

Ein weiteres ernstes Problem der derzeitigen Frequenzzuteilung ist der Zwang, aus Frequenzmangel die gleiche Frequenz unter Umständen mehreren räumlich weit auseinanderliegenden Sendern zuteilen zu müssen. Damit treten dann aber — auch bei großen Entfernungen zwischen den beteiligten Stationen — im Falle ungewöhnlicher Übertragungsbedingungen häufig starke gegenseitige Störungen auf, die durch die Anwendung der Einseitenband-Übertragung erheblich gemildert werden können. Im Hinblick auf die Herabsetzung dieser Störungen wirkt sich weiterhin die Tatsache günstig aus, daß man z. B. einen Zweiseitenband-Sender durch einen wesentlich schwächeren Einseitenband-Sender bei gleicher Übertragungsgüte ersetzen kann.

In Bild 1 wird nun gezeigt, in welchem Umfang durch eine umfassende Anwendung der Einseitenband-Modulation die Überfüllung des HF-Spektrums herabgesetzt werden könnte. Als Beispiel wurde der von der ITU *) gebilligte Frequenzzuteilungsplan für den beweglichen Flugfunkdienst gewählt. Unter a) ist dabei das untere Ende, unter b) das obere Ende des betreffenden Gesamtbereiches dargestellt. Damit als Zwischenlösung Einseitenband-Kanäle mit Zweiseitenband-Kanälen zusammenarbeiten können, muß der unterdrückte Träger in die Mitte des zugeteilten Sprachkanals gelegt werden. Wie man aus Bild 1 entnehmen kann, sind in dem unteren Teilbereich 43 Zweiseitenband-Kanäle und gleichfalls auch 43 Einseitenband-Kanäle in der Zwischenlösung, dagegen 76 Einseitenband-Kanäle in der Endlösung unterzubringen. Hierbei wird ein Trägerabstand von 4 kHz, ein Sprachband von 3 kHz und ein Schutzband von 1 kHz zugrunde gelegt. Im oberen Teilbereich lassen nun die augenblicklichen Toleranzfestlegungen ($1 \cdot 10^{-4}$) die Zuteilung von zwei Einseitenband-Kanälen je Zweiseitenband-Kanal zu; damit kann hier die Zahl von 13 Zweiseitenband-Kanälen im Bereich zwischen 17 900 bis 18 030 kHz auf 26 Einseitenband-Kanälen in der Zwischenlösung und auf 32 Einseitenband-Kanäle in der Endlösung heraufgesetzt werden. Es sei jedoch noch besonders darauf hingewiesen, daß dieser Frequenzzuteilungsplan bisher lediglich ein Vorschlag ist, zu dem die zuständigen Stellen noch keine Stellung genommen haben.

*) International Telecommunication Union.

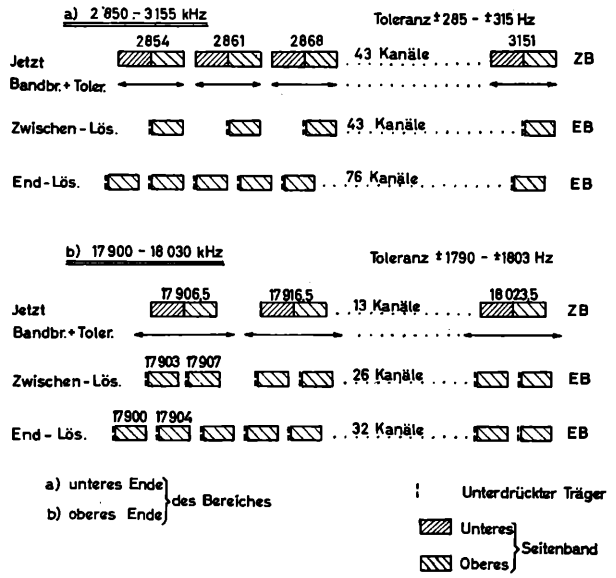


Bild 1. Vorgeschlagene Kanalzuteilung

1. Probleme grundsätzlicher Art der Gesamtverbindung Sender—Empfänger

Der hohe Aufwand, der bei Einseitenband-Systemen bisher getrieben werden mußte, wurde im wesentlichen durch die notwendigen Anforderungen an die Frequenzstabilität und durch die Einrichtungen zur Auf- und Abbereitung der Einseitenband-Modulation bestimmt. Diese beiden Faktoren sollen nun getrennt beleuchtet werden.

1.1 Verbesserung der Frequenzstabilität

Bei Einseitenband-Übertragungen mit unterdrücktem Träger ist es im Hinblick auf die Qualität der übermittelten Information bekanntlich notwendig, den Träger am Empfänger mit einer Genauigkeit von nur wenigen Hz wieder zuzusetzen. Wegen der nicht ausreichenden Frequenzstabilität der Einseitenband-Geräte war es im Kurzwellen-Bereich bisher allgemeine Praxis, einen Trägerrest auszustrahlen und mit dessen Hilfe den zugesetzten Träger im Empfänger zu synchronisieren. Die Einrichtungen zum selbsttätigen Frequenznachlauf derartiger Einseitenband-Empfänger sind kompliziert und teuer und können im Betrieb zu Störungen führen.

Besonders vorteilhaft in bezug auf leichte Bedienbarkeit und geringe Störanfälligkeit wäre ein Einseitenband-System, bei dem die Frequenzstabilität von Sender und Empfänger so gut ist, daß auf einen selbsttätigen Frequenznachlauf verzichtet werden könnte. Bei Frequenzen bis zu 30 MHz wäre hierfür eine Toleranz von $\leqq 1 \cdot 10^{-6}$ bis $\leqq 1 \cdot 10^{-7}$ ausreichend. Hierdurch würde der Absolutwert des Frequenzfehlers, der jetzt für z. B. 30 MHz bis zu 3 kHz ($1 \cdot 10^{-4}$) betragen kann, auf Werte zwischen 3 Hz bis 30 Hz herabgesetzt.

Im folgenden soll nun beschrieben werden, auf welche Weise derartig hohe Werte der Frequenzgenauigkeit bei der Entwicklung neuer Einseitenband-Systeme erreicht werden könnten [8, 9]. Die entsprechenden Verfahren besitzen ein gemeinsames Grundprinzip, das darin besteht, daß die gewünschte Frequenz durch Zusammensetzung mehrerer Frequenzen gebildet wird (Zusammensetzer = Synthesizer).

In Bild 2 wird das Blockdiagramm einer Einrichtung gezeigt, bei der die Endfrequenz durch Mischung zweier Quarzoszillatoren gebildet wird, wobei in jedem einzelnen Oszillator 10 verschiedene Quarze wählbar sind. Diese Lösung besitzt aber nur theoretisches Interesse, da es praktisch undurchführbar ist, allen Quarzen die erforderliche Genauigkeit zu geben und man außerdem in der Wahl der Endfrequenz auf die Summenwerte der beiden Einzelfrequenzen beschränkt ist und somit keine Zwischenwerte einstellen kann. Wesentlich günstiger in dieser Hinsicht sind Einrichtungen zur Frequenzzusammensetzung, die von einem einzigen Quarz ausgehen,

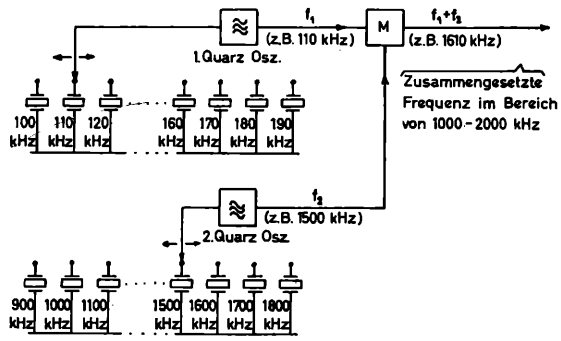


Bild 2. Frequenz-Zusammensetzung mit mehreren Quarzen

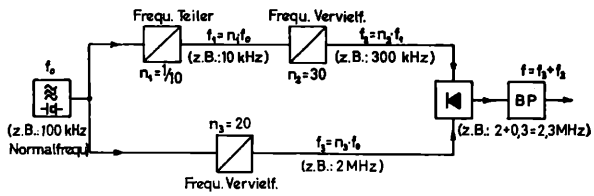


Bild 3. Frequenz-Zusammensetzung mit Hilfe eines einzigen Quarzes

dem man leichter die erforderliche Genauigkeit geben kann. In Bild 3 ist das Blockschaltbild einer derartigen Einrichtung zur Frequenzsynthese gezeigt; bei dieser werden die Harmonischen und Subharmonischen (durch Frequenzteilung) einer einzigen 100 kHz-Normalfrequenz zur gewünschten Frequenz zusammengesetzt. Abgesehen davon, daß es wesentlich leichter ist, nur eine einzige Normalfrequenz mit großer Genauigkeit zu erzeugen, ist bei diesem Verfahren die Frequenztoleranz der Endfrequenz nur von der der Normalfrequenz abhängig, kann also dem jeweiligen Stand der Technik entsprechend leicht verbessert werden. Der Nachteil dieser Anordnung ist in der Gefahr zu sehen, daß leicht ungewünschte Mischprodukte auftreten. Diese können nur durch sehr sorgfältigen Aufbau und durch gute Filterung vermieden werden. Das Problem des Auftretens solcher unerwünschter Mischprodukte nimmt mit steigender Endfrequenz und mit kleiner werdendem Kanalabstand beträchtlich zu.

Man kann nun die Vorteile der vorstehend beschriebenen Frequenzsynthese behalten, dagegen ihre Nachteile besonders in Hinsicht auf das Auftreten der unerwünschten Mischprodukte vermeiden, wenn man die durch Frequenzsynthese erzeugte Frequenz nur zum Frequenzvergleich mit einem stetig veränderlichen Steueroszillator verwendet. In Bild 4 ist eine solche mit „stabilisierter Steueroszillator" (engl.: stabilized master oscillator = SMO) bezeichnete Anordnung dargestellt. Ihre Wirkungsweise kann man wie folgt erklären:

Der Steueroszillator wird mit Hilfe eines Rückkopplungs-Servo-Systems stabilisiert, das seine Regelspannung durch Vergleich der Phase des Steueroszillators

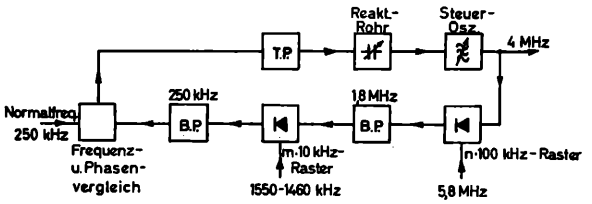


Bild 4. Quarzgebundener Steueroszillator; T. P. = Tiefpaß; B. P. = Bandpaß

und der Phase eines Signals bildet, das von der Normalfrequenz abgeleitet ist. Dabei wird die Ausgangsfrequenz des Steueroszillators mit einem 100 kHz-Raster gemischt, das von der Normalfrequenz abgeleitet wird. Das gewünschte Mischprodukt im Bereich 1,7 bis 1,8 MHz wird von einem Bandpaßfilter ausgesiebt und einer zweiten Mischstufe zugeführt, in der eine weitere Umsetzung mit Hilfe eines 10 kHz-Rasters in die Frequenzlage 250 kHz stattfindet. Das gewünschte Signal wird nun in Frequenz und Phase mit der Normalfrequenz verglichen; aus diesem Vergleich wird die Regelspannung zur Stabilisierung des Steueroszillators gebildet. Diese Regelspannung wird einem Reaktanzrohr, einer geregelten Drossel oder dergleichen zugeführt, wodurch der Rückkopplungsweg des Servosystems geschlossen wird.

Mit Hilfe der in Bild 4 gezeigten Anordnung können am Steueroszillator 200 verschiedene stabilisierte Frequenzen in einem Abstand von 10 kHz eingestellt werden, wobei die eine Mischstufe alle 100 kHz, die zweite alle 10 kHz den Steueroszillator an die Normalfrequenz „anbindet". Eine größere Anzahl von Frequenzen kann entweder mit Hilfe einer weiteren Mischstufe oder durch Vergrößerung der Zahl der Stufen in jeder Mischstufe erzeugt werden.

Um die verbleibenden Frequenzfehler möglichst gering zu halten, wird im Regelkreis nicht nur auf Frequenz-, sondern auch auf Phasengleichheit geprüft. Auf den Frequenzvergleich kann nicht verzichtet werden, da bei reinem Phasenvergleich der Fangbereich im Verhältnis zur Frequenzgenauigkeit des Steueroszillators zu klein wäre. Im allgemeinen ist nun der Haltebereich eines solchen Regelsystems größer als der Fangbereich, der für das Beispiel von Bild 4 etwas kleiner als ± 50 kHz gehalten werden sollte. Bei Einstellung einer anderen Frequenz muß deshalb die Regelung vorübergehend abgeschaltet werden, um sicherzustellen, daß die Stabilisierung bei der gewünschten und nicht bei einer Nachbarfrequenz erfolgt.

Wenn auch der stabilisierte Steueroszillator in bezug auf das Auftreten unerwünschter Frequenzen nicht so anfällig ist, wie das vorstehend beschriebene Frequenz-Synthese-Verfahren, so ist dennoch eine sorgfältige Auswahl der in den Mischstufen verwendeten Frequenzen erforderlich. Das zwischen dem Frequenzvergleich und dem Reaktanzrohr befindliche Tiefpaßfilter (TP) bestimmt dabei die Bandbreite des Regelsystems.

Da die Frequenzstabilität und -genauigkeit der vorgenannten Verfahren ausschließlich durch die Güte des Normalfrequenz-Generators bestimmt wird, sollte hier der größte Aufwand getrieben werden, der in bezug auf die Anforderungen an das Gesamtsystem vertretbar ist. Der augenblickliche Stand der Technik erlaubt heute die Herstellung von kleinen und unempfindlichen Oszillatoren, die selbst unter Bordbedingungen die Genauigkeit von Laboratoriums-Frequenz-Normalen erreichen.

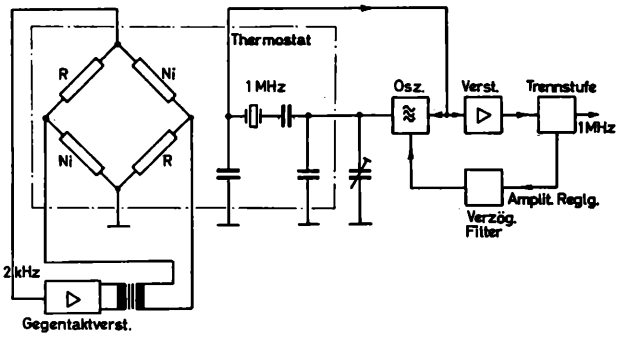


Bild 5. Temperaturgeregelter Normalfrequenz-Generator

Die Anforderungen, die an einen genauen Vergleichsoszillator zu stellen sind, können wohl als bekannt angenommen werden.

In Bild 5 wird als Beispiel das Blockschaltbild eines derartigen Oszillators gezeigt. Der Oszillator ist vom amplitudengeregelten *Pierce*-Typ mit einer Frequenz von 1 MHz. Seine Temperatur kann bei festen Stationen auf mindestens 0,01° C konstant gehalten werden. Die Heizleistung des Thermostaten, dessen Temperatur auf etwa 65° C geregelt wird, beträgt 8 W. Der Regelkreis besteht aus einer temperaturabhängigen Widerstandsbrücke, die gleichzeitig auch zur Heizung dient und einem abgestimmten Verstärker. Über die Brücke findet eine positive Rückkopplung statt, so daß der Verstärker schwingt und Heizleistung an die Brücke liefert. Durch das Aufheizen der Brücke nähert sich diese ihrem Gleichgewichtszustand, bis schließlich die Dämpfung durch die Brücke und die Verstärkung gleich werden. Es werden dann stabile und ständige Schwingungen erzeugt, die die Temperatur des Thermostaten auf einige hundertstel Grad Celsius unter der exakten Gleichgewichtstemperatur der Brücke halten.

Die Genauigkeit und Stabilität von Frequenz-Synthese-Systemen mit derartigen Vergleichsoszillatoren können Werte von $1 \cdot 10^{-7}$ je Monat und weniger erreichen, je nach dem Alterungsprozeß des Quarzes. Auch in Flugzeug-Bordeinrichtungen werden diese Verfahren heute bereits angewendet. Es ist z. B. möglich, einen Vergleichsoszillator für 100 kHz in einem Gehäuse mit den Abmessungen von etwa 75 × 115 × 115 mm unterzubringen, wenn man an Stelle von Röhren weitgehend Transistoren verwendet. Mit Werten der Frequenzstabilität von $1 \cdot 10^{-7}$ würde man — wie bereits angedeutet wurde — auf die selbsttätige Frequenznachregelung bei Einseitenband-Empfängern bis zu Frequenzen von ~ 30 MHz völlig verzichten können; bei Einseitenband-Übertragungen im Frequenzbereich über 30 MHz reicht jedoch dieser Wert nicht mehr aus, so daß im Bereich über 30 MHz die erforderliche Frequenztreue bisher nur mit Hilfe einer Frequenznachregelung des Empfängers unter Verwendung eines Restträgers sichergestellt werden kann.

1.2 Verfahren der Einseitenband-Auf- und -Abbereitung

Nicht nur die Methoden zur Erreichung der notwendigen Frequenzgenauigkeit, sondern auch die verhältnismäßig komplizierten Verfahren der Einseitenband-Auf- und -Abbereitung sind typische Kennzeichen der Einseitenband-Technik, die einen höheren Aufwand erfordern. Wohl die bisher üblichste Art zur Erzeugung von Einseitenband-Signalen dürfte die sogenannte Filter-

Methode sein, die hier nur der Vollständigkeit halber kurz erwähnt werden soll. Bekanntlich wird hierbei die zu übertragende Nachricht in einem Gegentaktmodulator mit einer meist quarzstabilisierten Trägerfrequenz moduliert. Bei ausreichender Symmetrie kann der Träger am Ausgang des Modulators leicht um 40 bis 60 db gegenüber den Seitenbändern gedämpft werden. Von den am Ausgang des Modulators vorhandenen beiden Seitenbändern wird nun das eine mit Hilfe eines geeigneten Bandpasses, dem sogenannten Einseitenband-Filter, herausgesiebt und das andere unterdrückt. Aus filtertechnischen Gründen geschieht dieser Vorgang bei verhältnismäßig tiefen Frequenzen, d. h. die Frequenz des Trägeroszillators liegt meist zwischen 12 kHz bis 100 kHz; durch ein besonderes Regelglied wird jedoch der Träger am Ausgang des Einseitenband-Filters definiert (d. h. normalerweise auf einem Wert 20 dB unterhalb des Seitenbandpegels) wieder zugesetzt (Restträger). Das Einseitenband-Signal wird anschließend mit Hilfe von Frequenzumsetzern in die endgültige Frequenzlage gebracht und in einem möglichst linearen Leistungsverstärker verstärkt. Beim „klassischen" Einseitenband-Empfänger geht dieser Vorgang in umgekehrter Reihenfolge vor sich, d. h. das empfangene Einseitenband-Signal wird zunächst in eine Frequenzlage umgesetzt, in der die Filtertechnik mit tragbarem Aufwand eine Trennung von Restträger und Seitenband ermöglicht. Der herausgesiebte Trägerrest wird dabei sowohl zur Schwundregelung als auch zur selbsttätigen Frequenznachregelung herangezogen, da die Frequenzkonstanz sowohl der Sender- als auch der Empfängeroszillatoren bei dem bisherigen Konzept für Einseitenband-Betrieb nicht ausreicht. Die Filtermethode stellt an die verwendeten Filter hohe Anforderungen, um den Trägerrest und die Seitenbänder mit ausreichender Dämpfung voneinander trennen zu können. Darüber hinaus muß man von diesen wichtigen Bausteinen eine außerordentlich hohe zeitliche Konstanz und weitgehende Unabhängigkeit von Temperaturschwankungen und — besonders bei beweglichen Anlagen — von mechanischen Erschütterungen verlangen. Bisher werden hierfür sowohl LC- als auch Quarz-Filter verwendet, wobei jede dieser beiden Bauformen Vor- und Nachteile aufweist.

So werden LC-Filter vorzugsweise für Frequenzen von etwa 25 kHz entwickelt, weil man mit ihnen in diesem Bereich die besten Selektivitätseigenschaften erreichen kann. Man benötigt jedoch für diese Filterart eine zusätzliche Frequenzumsetzung in das Gebiet von 25 kHz, die Frequenzstabilität ist verhältnismäßig schlecht und schließlich sind Gewicht und Größe der Filter ziemlich hoch.

Diese Nachteile kann man bei Anwendung von Quarz-Filtern, die vorzugsweise für den Frequenzbereich von 100 kHz entwickelt werden, vermeiden. Dafür ist diese Filterart aber ziemlich stoßempfindlich und verhältnismäßig teuer.

Inzwischen hat jedoch die Entwicklung von elektromechanischen Filtern einen Stand erreicht, der ihre Anwendung in Einseitenband-Anlagen vorteilhaft erscheinen läßt. Sie besitzen eine hohe Kreisgüte, gute Frequenzstabilität, geringe Abmessungen und Gewicht und sind ziemlich unempfindlich gegen Erschütterungen. Wenn sie auch für den Frequenzbereich von 50 kHz bis 600 kHz gebaut werden können, so liegt ihr hauptsächlicher Anwendungsbereich jedoch zwischen 200 bis 250 kHz [13].

Es ist nun naheliegend, daß man sich bemüht hat, andere, nach Möglichkeit weniger aufwendige Methoden zur Auf- und Abbereitung von Einseitenband-Signalen zu finden. Eine weitere Art ist als Phasen-Methode bereits beschrieben und auch teilweise von Funkamateuren angewendet worden.

Das Grundprinzip dieser Methode ist in Bild 6 a wiedergegeben. Wie man aus diesem ersehen kann, werden in zwei Gegentaktmodulatoren zwei Zweiseitenband-Signale erzeugt und am Ausgang addiert. Sowohl der Träger als auch das Modulationssignal des zweiten Modulators M 2 sind gegenüber den entsprechenden Spannungen an M 1 um 90° phasenverschoben. Aus Bild 7 a erkennt man, daß durch die Phasendrehung des Trägers T_2 um 90° gegenüber dem Träger T_1 und auch der Seitenbandvektoren von T_2 um den gleichen Winkel A_1 und A_2 gleiche, B_1 und B_2 entgegengesetzte Phase besitzen. Bei ausreichender Symmetrie der Modulatoren M_1 und M_2 werden die Träger unterdrückt, so daß sich bei der anschließenden Kombination nur die Seitenbänder addieren. Da die B-Vektoren nach Bild 7 b aber stets in Gegenphase sind, erhält man nur einen Vektor A als Vektorsumme der Vektoren A_1 und A_2.

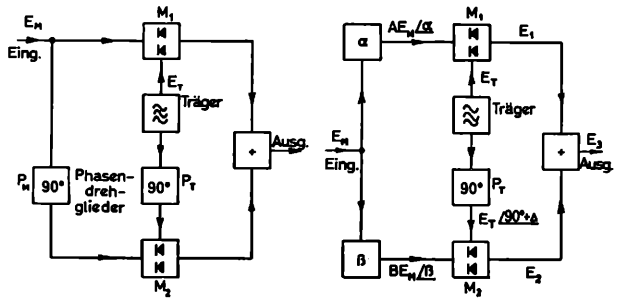


Bild 6 a. Grundsätzliches Blockschaltbild der Phasenmethode
Bild 6 b. Blockschaltbild der praktisch ausgeführten Phasenmethode

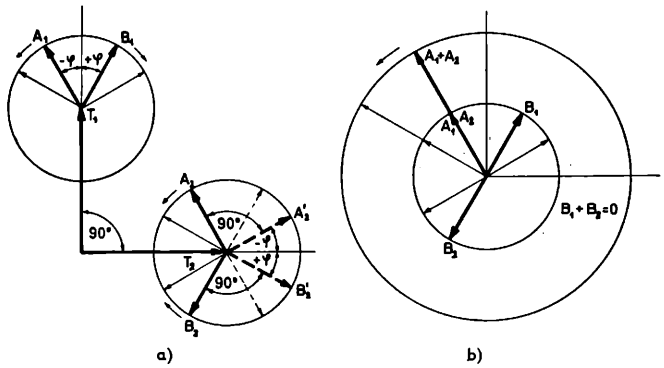


Bild 7 a. Vektordiagramm eines modulierten Trägers T_1 und eines mit demselben Nachrichteninhalt modulierten Trägers T_2, bei dem aber sowohl die Phase des Trägers als auch die der Nachricht gegenüber T_1 um 90° versetzt sind ($m = 1$)

Bild 7 b. Zusammensetzung der Seitenbandvektoren bei völliger Unterdrückung der beiden Träger. (Die dünngezeichneten Vektoren stellen einen späteren Augenblickswert dar)

Es ist nun verhältnismäßig einfach, einen Phasenschieber für die feststehende Trägerfrequenz zu verwirklichen. Es ist aber praktisch kaum möglich, einen breitbandigen Phasenschieber für das Modulationssignal zu bauen, der innerhalb eines größeren Frequenzbereiches die Phase genau um 90° dreht. Aus diesem Grunde wird in der Praxis die Phasenschieber-Methode entsprechend Bild 6 b

ausgeführt. Hier bedeuten α und β zwei Netzwerke, bei denen die Phasencharakteristik zwar frequenzabhängig ist, bei denen aber die Phasendifferenz möglichst genau 90^0 beträgt. Derartige Netzwerke können mit vertretbarem Aufwand hergestellt werden.

Man kann auf Grund von theoretischen Überlegungen abschätzen [10, 11], in welcher Weise fehlerhafte Abweichungen der relativen Phasen- und Amplitudenbeziehungen von den theoretischen Sollwerten auf das Ausgangssignal einwirken. Für den Phasenunterschied der beiden Netzwerke α und β kann man schreiben

$$\beta - \alpha = 90^0 + \delta. \qquad (1)$$

Hierin bedeuten α und β die Phasendrehungen am Ausgang des Netzwerkes gegenüber dem Eingangssignal und δ die fehlerhafte Abweichung von der 90^0-Bedingung. Es bedeuten weiterhin: Δ den Phasenfehler im Trägerzweig (s. a. Bild 6 b), A den Amplitudenfaktor der Modulationsspannung am Ausgang des α-Netzwerkes und B denselben Faktor am Ausgang des β-Netzwerkes. Es kann nun eine allgemeine Beziehung für das Verhältnis v des ungewünschten Seitenbandes zum gewünschten Seitenband abgeleitet werden [10, 11].

$$v = \sqrt{\frac{A^2 + B^2 - 2AB\cos(\Delta + \delta)}{A^2 + B^2 + 2AB\cos(\Delta - \delta)}}. \qquad (2)$$

Aus der vorstehenden Beziehung ist zu ersehen, daß sich in bezug auf die Unterdrückung des ungewünschten Seitenbandes der Phasenfehler des Trägers Δ und der des Modulationssignals δ gleichwertig auswirken. Da bei gegebener Trägerfrequenz der Wert von Δ nicht von der Modulationsfrequenz abhängig ist, können die Anforderungen an seine geeignete Wahl ohne besondere Schwierigkeiten eingehalten werden. In der Praxis wird somit die Wirkungsweise dieses Verfahrens in erster Linie durch die Frequenzabhängigkeit der beiden Netzwerke α und β bestimmt.

In Bild 8 a ist das Prinzipschaltbild dieser Netzwerke angegeben. Die Schaltung ist so aufgebaut, daß die Kombinationen $R_1 C_1$, $R_2 C_2$ usw. jeweils als phasendrehendes Glied wirken. Zwischen den Punkten a (Anode) und k (Kathode) kann bei geeigneter Bemessung eine symmetrische Gegentaktspannung abgenommen werden, die an das Gitter der folgenden Röhre über das Phasendrehglied $R_1 C_1$ gelegt wird. Das ganze Netzwerk besteht aus einer Anzahl von derartig hintereinandergeschalteten Stufen. In Bild 8 b ist eine einzelne derartige Stufe dargestellt. Bild 8 c zeigt den Phasenverlauf, den die zwischen den Punkten 1—2 vorhandene Spannung in Abhängigkeit von der Frequenz besitzt. Auf der Abszissenachse von Bild 8 c ist nun nicht die Kreisfrequenz ω, sondern zweckmäßiger das Verhältnis $\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{2\pi f}{2\pi f_0}$ aufgetragen, wobei f die betrachtete Frequenz und f_0 die Frequenz ist, bei der der Absolutwert des kapazitiven Widerstandes gleich dem Ohmschen Widerstand ist. In der in Bild 8 a dargestellten Anordnung wird nun für jedes R-C-Glied ein anderer Wert von ω_0 gewählt; bei geeigneter Dimensionierung läßt sich dann der gewünschte Phasenverlauf für einen beschränkten Frequenzbereich mit ausreichender Genauigkeit verwirklichen. Es ist wohl leicht einzusehen, daß die erforderliche Stufenzahl mit höheren Anforderungen an die Genauigkeit (Verkleinerung von δ) und mit der Breite des zu übertragenden NF-Frequenzbandes anwächst.

Im allgemeinen wird die Aufbereitung der Einseitenband-Modulation in den Vorstufen des Senders bei einem verhältnismäßig niedrigen Pegel vorgenommen und das hier erzeugte Einseitenband-Signal in einem linearen Leistungsverstärker auf die gewünschte Endleistung verstärkt. Als gewisser Vorteil gegenüber der Filtermethode kann die Tatsache angesehen werden, daß es mit der Phasenmethode auch möglich ist, das Einseitenband-Signal mit veränderlicher Trägerfrequenz zu erzeugen; Voraussetzung hierfür ist jedoch ein Phasendrehglied für den Träger, das über einen entsprechenden Frequenzbereich die 90^0-Bedingung erfüllt. Die Phasenmethode kann schließlich auch direkt in der Leistungsstufe des Senders angewendet werden. In diesem Falle bilden die Leistungsröhren des als Gegentaktsender geschalteten Senders die Gegentaktmodulatoren. Hierbei sind jedoch komplizierte Regelsysteme erforderlich, um die 90^0-Phasenbedingung auch bei veränderlicher Trägerfrequenz aufrechtzuerhalten. Außerdem setzt diese Methode eine sehr gute Symmetrie der Gegentaktstufe voraus.

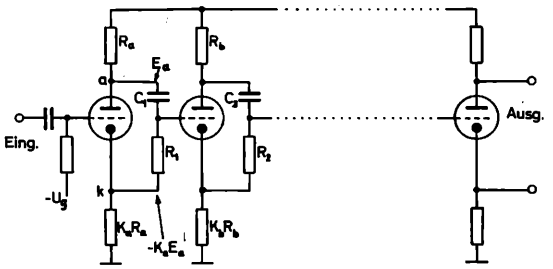


Bild 8 a. Prinzipschaltbild für das α- bzw. β-Netzwerk

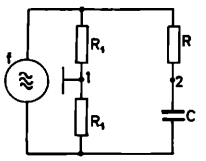


Bild 8 b. Prinzipschaltbild eines einfachen Phasendrehgliedes

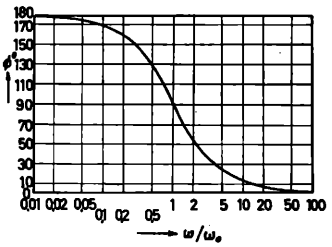


Bild 8 c. Frequenz-Phasen-Charakteristik der Anordnung nach 8 b

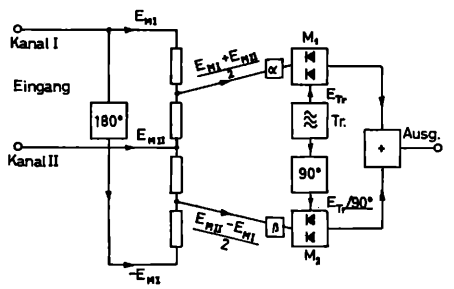


Bild 9. Zweikanal-Einseitenband-Steuerstufe nach der Phasenmethode

Die Phasenmethode ermöglicht auch die Aufbereitung einer Einseitenband-Sendung mit zwei voneinander unabhängigen Nachrichtenkanälen. Bild 9 zeigt ein entsprechendes Blockschaltbild.

Es braucht wohl nicht besonders darauf hingewiesen zu werden, daß die Phasenmethode im Funkempfänger in umgekehrter Richtung zur Abbereitung der Einseitenband-Modulation angewendet werden kann. Es gelten hierbei gleichfalls die in Gl. (2) angegebenen Beziehungen, wobei v in diesem Falle das Verhältnis von unterdrücktem zu empfangenem Seitenband bedeutet.

Es mag nun scheinen, daß die Phasenmethode der Filtermethode schon auf Grund der teuren und verwickelten Filter, die diese erfordert, in jedem Falle überlegen ist. Die einwandfreie Arbeitsweise der Phasenmethode hängt indessen in hohem Maße von der genauen Symmetrierung der Modulatoren ab und erfordert eine sehr sorgfältige Einstellung der Amplituden- und Phasenverhältnisse; der theoretische Zusammenhang wurde bereits vorstehend in Gl. (2) angegeben. Es ist nun in der Praxis einfach, eine Trägerunterdrückung von 20 db, bei einiger Sorgfalt auch eine solche von 30 db zu erreichen; es ist aber äußerst schwierig, Werte von 40 db zu überschreiten. Werte von 60 bis 80 db lassen sich z. Z. nur mit der Filtermethode erreichen, wobei dann aber peinlichst darauf zu achten ist, daß die Intermodulationsverzerrungen im linearen Verstärker sehr klein bleiben.

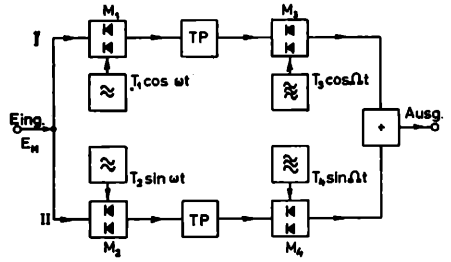


Bild 10. Einseitenband-Generator dritter Art; T. P. = Tiefpaß

Einen weiteren Hemmschuh für eine umfassendere Anwendung der Phasenmethode bilden jedoch noch die breitbandigen 90°-Netzwerke, mit deren Herstellung und Abgleich viele Entwicklungsingenieure nicht vertraut sind. Nach einem Vorschlag von *D. K. Weaver* [12] kann man nun diese Schwierigkeit vermeiden, wenn man eine weitere Modulationsstufe einführt. Bild 10 zeigt das Blockschaltbild der entsprechend abgeänderten Phasenmethode. Zum Verständnis ihrer Wirkungsweise kann nochmals das Bild 7 herangezogen werden.

Nach dem Vorschlag von *Weaver* werden mit der Nachricht zunächst zwei Träger T_1 und T_2 möglichst niedriger Frequenz moduliert, die gleiche Frequenz haben, aber einen Phasenunterschied von 90° besitzen. Die Lage der Seitenbänder von T_2 zeigen in Bild 7 a dann die Vektoren A_2' und B_2' .Durch die anschließenden Tiefpässe wird nun in beiden Zweigen das jeweilige obere Seitenband weggesiebt. Die beiden Spannungen am Ausgang des ersten Modulatorpaares besitzen dann einen Phasenunterschied von 90° (A_1 und A_2' in Bild 7 a). Durch nochmalige Modulation von zwei weiteren HF-Trägern, die gleichfalls um 90° in Phase verschoben sind, wird dann entsprechend Bild 7 b das eine Seitenband unterdrückt. Es ist mit Rücksicht auf die Anforderungen an die beiden Tiefpässe zweckmäßig, die Oszillatorfrequenz ω für die Träger T_1 und T_2 so tief wie möglich zu wählen. Es ist sogar möglich, $\omega = \frac{\omega_u + \omega_o}{2}$ zu machen, d. h. als erste Trägerfrequenz die Mittenfrequenz der zu übertragenen Modulationsbandbreite zu verwenden (ω_o = obere, ω_u = untere Bandgrenze). In diesem Falle entspricht $\Omega - \omega$ der hochfrequenten Trägerfrequenz und liegt in der Mitte des erzeugten Einseitenband-Spektrums; Ω ist dabei die Kreisfrequenz des zweiten Trägerpaares T_3 und T_4.

Zu dem Vorteil dieser Methode, daß keine scharfen Filter und keine breitbandigen Phasenschieber benötigt werden, kommt noch ein anderer hinzu. So entsteht bei unvollkommenen Phasen- und Symmetrie-Bedingungen kein ungewünschtes Seitenband auf der anderen Seite des Trägers; durch diese Unvollkommenheiten wird hier lediglich ein zweites Seitenband in derselben Frequenzlage wie das gewünschte erzeugt, das aber diesem gegenüber invertiert ist. Diese letzte Eigenschaft ist für eine eventuelle dichtere Belegung des HF-Spektrums besonders wichtig.

Beim Aufbau dieser Schaltung, die in umgekehrter Richtung gleichfalls im Empfänger angewendet werden kann, sind hauptsächlich folgende Vorkehrungen zu beachten: Es muß vermieden werden, daß am Ausgang der beiden ersten Modulatoren M 1 und M 2 das Eingangssignal auftreten kann. Bei den Modulatoren M 3 und M 4 ist dagegen die Symmetrie von besonderer Wichtigkeit, damit die HF-Träger T 3 und T 4 am Ausgang genügend gedämpft sind.

Auf Grund der vorstehend geschilderten Vorteile sollte diese Methode beim Entwurf zukünftiger Einseitenband-Systeme Beachtung finden.

2. Spezielle Probleme des Senders bzw. des Empfängers

Die vorstehenden Betrachtungen bezogen sich auf einige wichtige grundsätzliche Probleme, die bei der Anwendung der Einseitenband-Technik die Gesamtverbindung betreffen. Im folgenden sollen nun einige spezielle Sender- bzw. Empfängerfragen angeschnitten werden.

2.1 Probleme der modernen Einseitenband-Sendertechnik

In den Bildern 11 a und 11 b werden zunächst die Blockschaltbilder zweier Einseitenband-Sender gegenübergestellt. Bild 11 a zeigt noch einmal den Aufbau nach

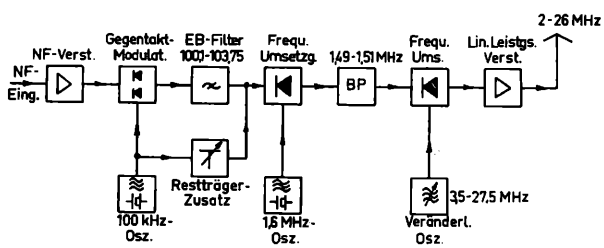


Bild 11 a. Blockschaltbild eines z. Z. üblichen Einseitenband-Senders; B. P. = Bandpaß

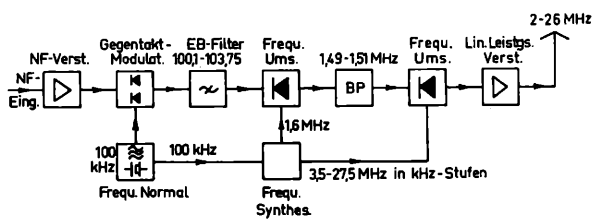


Bild 11 b. Blockschaltbild eines Einseitenband-Senders bei Anwendung der Frequenz-Synthese; B. P. = Bandpaß

dem herkömmlichen Konzept, während in Bild 11 b der Aufbau eines Einseitenband-Senders bei Anwendung der vorstehend geschilderten Methoden der Frequenzsynthese dargestellt ist. Man erkennt, daß — abgesehen von der Erzeugung der Umsetzerfrequenzen — kein grundsätzlicher Unterschied vorhanden ist. Dabei ist jedoch eine Frequenzstabilität von $1 \cdot 10^{-6}$ bis $1 \cdot 10^{-7}$ anzustreben, wodurch die Übertragung eines besonderen Trägerrestes zur selbsttätigen Frequenznachregelung im Empfänger bis zu Frequenzen von 30 MHz überflüssig wird, wenn in diesem gleichfalls derartige Werte für die Frequenzstabilität erreicht werden.

Bei Empfängern besitzen die Einrichtungen zur Abbereitung der Einseitenband-Modulation einen nennenswerten Anteil am Gesamtaufwand. Im Sender dagegen bereitet die Verstärkung der mit geringer Leistung (Empfängerröhren) aufbereiteten Einseitenband-Modulation auf Leistungen von 40 kW und mehr beträchtliche Schwierigkeiten, wenn bestimmte Werte der nichtlinearen Verzerrungen nicht überschritten werden sollen. Durch die höhere Aussteuerung der Röhren, die im Interesse eines vertretbaren Aufwandes bei einem derartigen Senderleistungsverstärker in Kauf genommen werden muß, treten zwangsläufig nichtlineare Verzerrungen auf. Dabei werden die harmonischen Verzerrungsprodukte durch die zwischen den einzelnen Stufen befindlichen Schwingkreise unschädlich gemacht; ein Teil der Verzerrungsprodukte 3ter, 5ter usw. Ordnung (bei zwei Frequenzen f_1 und f_2 handelt es sich vornehmlich um die Produkte, die bei folgenden Frequenzen liegen: $2f_1 - f_2$; $2f_2 - f_1$; $3f_1 - 2f_2$; $3f_2 - 2f_1$; $4f_1 - 3f_2$; $4f_2 - 3f_1$ usw.) fallen jedoch in das gleiche Band und bewirken entweder eine schädliche Verbreiterung des ausgestrahlten Spektrums oder, bei Einseitenband-Systemen mit mehreren voneinander unabhängigen Nachrichteninhalten, ein unerwünschtes nichtlineares Übersprechen. Da ein linearer A-Verstärker mit vertretbarem Aufwand nicht realisierbar ist, werden diese Verstärker meist als AB- oder als B-Verstärker ausgeführt. Die Verzerrungseigenschaften derartiger Verstärker werden in hohem Maße durch die Eigenschaften der verwendeten Röhren und durch die Wahl der Arbeitspunkte bestimmt. In [14] werden einige grundsätzliche Planungsrichtlinien besprochen und eine von *Chaffee* angegebene graphische Methode beschrieben, die die Betriebsbedingungen von HF-Leistungsverstärkern der Klasse AB zu ermitteln gestattet. Darüber hinaus werden bei derartigen Verstärkern noch besondere Linearisierungsmaßnahmen angewendet. Als wirksamste Methode hat sich in diesem Zusammenhang die HF-Rückkopplung erwiesen, die aber aus Stabilitätsgründen im allgemeinen höchstens über drei Stufen ausgeführt wird [15].

Eine zweite Methode zur Linearisierung von Leistungsverstärkern ist die Einführung einer NF-Gegenkopplung. Wenn z. B. ein aus zwei Frequenzen bestehendes Signal von einem nichtlinearen Verstärker verstärkt wird, so bewirken die auftretenden nichtlinearen Verzerrungen eine Änderung der Form der Einhüllenden am Verstärkerausgang gegenüber der Originalkurvenform am Verstärkereingang. Wird nun das Signal am Eingang des Leistungsverstärkers in geeigneter Weise amplitudenmoduliert (s. Bild 12), dann kann eine Entzerrung der Ausgangskurvenform und damit eine Herabsetzung der nichtlinearen Verzerrung erreicht werden (Envelope feedback). Bei der Anwendung dieser Methode müssen jedoch gewisse Schwierigkeiten überwunden werden, die durch Laufzeiteffekte und durch die endliche Bandbreite des Rückkopplungsweges hervorgerufen werden [15].

Die Verzerrungseigenschaften von Einseitenband-Sendern werden normalerweise unter Verwendung eines Zwei-Frequenzen-Prüfsignals untersucht. Teilweise wird jedoch auch bandbegrenztes Rauschen als Prüfsignal verwendet [16]. Bei Einseitenband-Sendern üblicher Bauart wird z. Z. ein Abstand für das nichtlineare Übersprechen von 35 bis 40 db erreicht. Durch kombi-

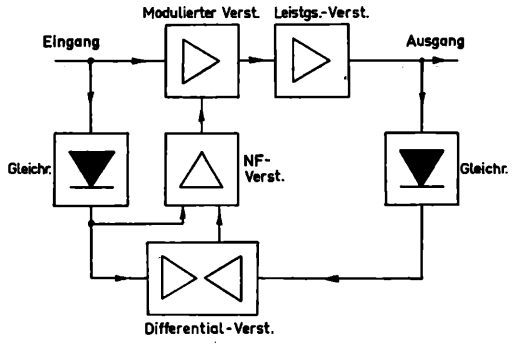


Bild 12. Linearisierung eines Leistungsverstärkers mit Hilfe einer NF-Gegenkopplung

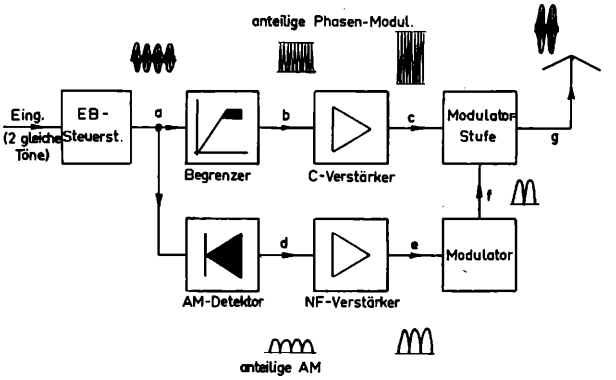


Bild 13. Einseitenband-Sender nach einem Vorschlag von *Kahn* mit getrennter Verstärkung des phasen- und amplitudenmodulierten Anteils

nierte Anwendung der HF- und NF-Rückkopplung sind im Laboratorium jedoch bereits Werte von 50 db und mehr bis herauf zu 20 kW Leistung erreicht worden [15]. Derartige Werte sollten für zukünftige Geräte allgemein angestrebt werden.

Der hohe Aufwand, den Leistungsverstärker von Einseitenband-Sendern mit Rücksicht auf möglichst geringe nichtlineare Verzerrungen erfordern, erklärt das Bestreben, beim Entwurf dieser Geräte neue Wege zu gehen. Von der Tatsache ausgehend, daß die Einseitenband-Modulation physikalisch betrachtet eine zusammengesetzte Phasen-Amplitudenmodulation ist, ist es naheliegend, die beiden Anteile zu trennen und getrennt zu verstärken. Da frequenz- bzw. phasenmodulierte Schwingungen durch Amplituden-Nichtlinearitäten bekanntlich nicht verzerrt werden, kann der phasenmodulierte Anteil in einem C-Verstärker mit hohem Wirkungsgrad verstärkt werden. Die von *L. B. Kahn* bereits 1952 beschriebene Methode [17] ist in Bild 13 dargestellt. Man erkennt, daß die anteilige Amplitudenmodulation mit Hilfe eines AM-Detektors gewonnen wird. In der Modulatorstufe wird dann der in einem C-Verstärker verstärkte phasenmodulierte Anteil durch die verstärkte NF-Hüllkurve moduliert. Wenn die Zeitabhängigkeiten zwischen den phasen- und amplitudenmodulierten Anteilen streng gewahrt bleiben, stellt das Signal am Ausgang (g) ein verstärktes Abbild des Eingangssignals (a) dar. Um die Erfüllung dieser Zeitbedingungen sicherzustellen, müssen Laufzeitketten vorgesehen werden, die in Bild 13 der Einfachheit halber nicht eingezeichnet sind.

Dieses Verfahren ist nach Ansicht des Erfinders besonders geeignet, um mit Hilfe eines Zusatzgerätes einen Zweiseitenband-Sender in einen Einseitenband-Sender zu verwandeln. Mit einem derartigen Zusatz ist z. B. ein 100 kW-Zweiseitenband-Sender zu einem 400 kW-Einseitenband-Sender umgebaut worden [18]. Soweit der

Verfasser unterrichtet ist, wurde dieses Verfahren jedoch bisher in Deutschland nicht angewendet.

Weitere Probleme bedienungstechnischer Art treten auf, wenn bei einem Einseitenband-Sender die Frequenz gewechselt werden muß; ein derartiger Wechsel der Betriebsfrequenz ist bekanntlich besonders im Kurzwellenbereich häufig erforderlich und soll möglichst schnell erfolgen. Wegen der zahlreichen voneinander abhängigen Einstellungen, die in einem Einseitenband-Sender nacheinander in den einzelnen Stufen durchgeführt werden müssen, kann die Zeitforderung nur schwer erfüllt werden. Mit Hilfe von Servo-Systemen können jedoch die bei einem Frequenzwechsel vorzunehmenden einzelnen Einstellungen weitgehend automatisiert werden [19].

2.2 Probleme der modernen Einseitenband-Empfängertechnik

In den Bildern 14 a und 14 b sind die Blockschaltbilder zweier Einseitenband-Empfänger dargestellt. Bild 14 a zeigt das bisher übliche Konzept, bei dem mit Hilfe

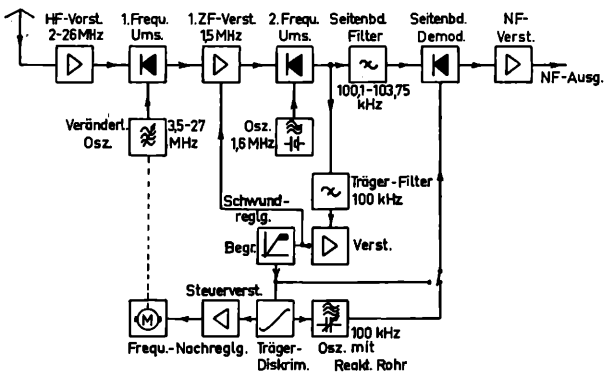


Bild 14 a. Blockschaltbild eines z. Z. üblichen Einseitenband-Empfängers

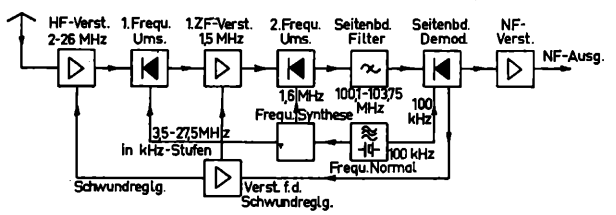


Bild 14 b. Blockschaltbild eines Einseitenband-Empfängers bei Anwendung der Frequenz-Synthese

eines Trägerrestes die selbsttätige Frequenznachregelung erfolgt. Bild 14 b läßt dagegen den einfacheren Aufbau eines Einseitenband-Empfängers bei Anwendung der Frequenz-Synthese erkennen; wie bereits im Abschnitt 1.1 ausgeführt wurde, könnte dann bei Erreichung einer Frequenzstabilität von $1 \cdot 10^{-6}$ bis $1 \cdot 10^{-7}$ bis zu Frequenzen von etwa 30 MHz auf die selbsttätige Frequenznachregelung verzichtet werden. Die Möglichkeiten der Einseitenband-Abbereitung wurden schon im Abschnitt 1.2 behandelt (s. auch [20]).

3. Anwendungsmöglichkeiten

Im folgenden soll auf die Frage eingegangen werden, ob und inwieweit die vorstehend geschilderten Fortschritte in der HF-Technik erweiterte Anwendungsmöglichkeiten der Einseitenband-Modulation ergeben. Die mit dieser Frage zusammenhängenden Probleme können hier jedoch nur kurz angedeutet werden, zur eingehenden Orientierung muß auf das angegebene Schrifttum verwiesen werden.

3.1 Punkt-zu-Punkt-Verkehr

In diesem Dienstzweig ist die Einseitenband-Modulation bereits seit längerer Zeit üblich. Trotzdem dürften sich auch hier die Fortschritte auf die Gestaltung der Einseitenband-Anlagen vorteilhaft auswirken. In [21] werden moderne Einseitenband-Geräte näher beschrieben, die sowohl für Telephonie- als auch für Telegraphie-Betrieb geeignet sind. Mit dem Empfänger kann Zweifach-Raum-Diversity-Betrieb durchgeführt werden, das Kriterium für die Schwundregelung kann entweder vom Trägerrest oder — was besonders bei Telegraphie-Betrieb günstiger ist — von der Gesamtenergie im Seitenband abgeleitet werden. Jeder Telegraphie-Kanal besitzt dabei eine individuelle Diversity-Kombinations-Einrichtung. In Bild 15 wird das Grundprinzip der elektrischen Rasterung gezeigt, das bei dem ersten Oszillator dieses Empfängers angewendet wird *).

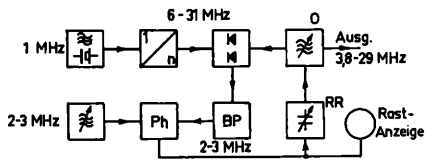


Bild 15. Eine weitere Variante eines quarzgebundenen Oszillators in einem Großstations-Empfänger; Ph = Phasenvergleich, B. P. = Bandpaß, RR = Reaktanzrohr, O = elektrisch gerasteter Oszillator

Auch in bezug auf die Schaffung von Telegraphie-Kanälen kann im internationalen Funkweitverkehr die Einseitenband-Technik mit Erfolg angewendet werden, wenn mehr als vier Kanäle übertragen werden sollen. So ist ein Einseitenband-System, dessen Seitenbänder mit geeigneten Funk-WT-Systemen beschaltet werden, in hohem Maße den verschiedenen Bedingungen im internationalen Verkehr anpassungsfähig [22]. Es sind bereits Funk-WT-Systeme im Einsatz, mit denen auch 4-Kanal-Zeitteilungs-Multiplex-Systeme je Unterträger übertragen werden können. Die vermehrte Einführung von frequenzmodulierten WT-Systemen bietet außerdem die Möglichkeit, entweder mehrere WT-Kanäle gemeinsam über einen linearen Einseitenband-Sender oder auch Einzelkanäle der WT-Anlage nach geeigneter Frequenztransponierung und unter Anwendung des wirtschaftlichen C-Verstärkers als F 1-Sendung auszustrahlen [23].

Auch im Amateurdienst bringt die Anwendung der Einseitenband-Technik große Vorteile. Sie wird hier zum Teil bereits heute angewendet; auf Grund der weiterentwickelten Technik dürfte die Zahl der Amateur-Einseitenband-Stationen in Zukunft stark anwachsen [24].

3.2 Bewegliche Funkdienste

Die Anwendung der Einseitenband-Technik im beweglichen Funkdienst erschien dagegen noch vor wenigen Jahren selbst im KW-Bereich völlig zweifelhaft und utopisch. Die stürmische Entwicklung der Funktechnik in den letzten Jahren hat hier jedoch völlig neue Möglichkeiten geschaffen. Die für die Anwendung des Einseitenband-Verfahrens in beweglichen Diensten maßgeblichen Verbesserungen seien noch einmal kurz zusammengefaßt: Einfachere lineare Verstärker, verbesserte Röhren, die Entwicklung kleiner, mechanisch

*) Das hier angewandte Verfahren wird im Schrifttum auch mit „Frequenzanalyse" bezeichnet, weil gewissermaßen die Frequenz des freischwingenden Oszillators analysiert wird.

unempfindlicher, dabei aber elektrisch stabiler mechanischer Filter, verbesserte Methoden zur Erzeugung genauer Frequenzen, verbesserte Schwingquarze und Thermostate. Über die Mehrzahl der Fortschritte wurde vorstehend im einzelnen kurz berichtet.

Im folgenden sollen nun einige Probleme bei Funknetzen des beweglichen Funkdienstes unter dem Gesichtswinkel der Einseitenband-Technik angeschnitten werden. Diese Netze werden aus einer Anzahl von beweglichen Teilnehmern und einer festen Funkstation gebildet; dabei besteht die Möglichkeit der Durchschaltung in das öffentliche Netz oder auf weitere Funk-Relais-Systeme. Derartige Netze sind heute bereits vorhanden, wobei im UKW- und dm-Bereich meist die Frequenzmodulation angewendet wird. Da aus betrieblichen Gründen nicht Simplex-, sondern Duplex-Verkehr durchgeführt werden muß, müssen derartige Netze bei Anwendung der üblichen Einkanal-AM- bzw. -FM-Technik sehr sorgfältig geplant werden, damit keine gegenseitigen Störungen durch Intermodulation auftreten. Diese Maßnahmen zur Vermeidung von Intermodulationsstörungen haben nun zur Folge, daß das Spektrum im UKW- und dm-Bereich bei weitem nicht optimal ausgenutzt werden kann. Weiterhin muß der Unterdrückungs-Effekt der Frequenzmodulation, der zwar beim Rundfunk aus Qualitätsgründen sehr erwünscht ist, im vorliegenden Fall zum Teil als Nachteil angesehen werden, wenn man z. B. einen schwächeren Nutzsender empfangen will. Schließlich fallen bei Einseitenband-Sendungen mit unterdrücktem Träger außerdem die äußerst störenden Überlagerungspfiffe benachbarter Träger weg.

In [25] wird ein — allerdings praktisch noch nicht ausgeführtes — Einseitenband-System für das UKW-2 m-Band beschrieben, bei dem auftretende Frequenzfehler durch eine geeignete Frequenznachregelung von Sender und Empfänger in der beweglichen Station weitgehendst unwirksam gemacht werden. So wird erreicht, daß bei einer Frequenztoleranz von $2 \cdot 10^{-6}$ für die verschiedenen Umwandleroszillatoren der Gesamtfrequenzfehler des ganzen Systems etwa 40 Hz nicht überschreitet. Verständlichkeitsmessungen haben gezeigt, daß bei einem Signal- zu Geräuschverhältnis von 6 db ein Frequenzfehler von 50 Hz praktisch noch keine Abnahme der Verständlichkeit zur Folge hat. Wie aus den Bildern 16 und 17 zu ersehen ist, werden acht Sprachkanäle und ein Pilotträger, der durch Selektivruffrequenzen amplitudenmoduliert ist, über ein Einseitenband-System übertragen. Durch geeignete Verzahnung der Frequenzbänder verschiedener Feststationen kann eine besonders günstige Aufteilung des Funkspektrums erreicht werden.

In [26] werden Einseitenband- und Frequenzmodulations-Systeme für bewegliche Funkdienste im UKW-Bereich auf der Grundlage gleicher Gerätgröße miteinander verglichen. Dabei wird auch der Einfluß der Sprachvorbehandlung berücksichtigt. Es zeigt sich, daß die Einseitenband-Modulation größere Reichweite bei beträchtlicher Einsparung an Frequenzband ergibt, daß aber das Signal- zu Geräuschverhältnis in Gebieten mit großer Feldstärke schlechter als bei Frequenz-Modulation ist.

Bei jeder Wehrmacht ist die taktische Führung der Truppe in hohem Maße auf Funkverkehr mit beweglichen Teilnehmern angewiesen. Durch das Auseinanderziehen der Truppe, das im Zeitalter der Atomwaffen erforderlich geworden ist, dürfte dieser Verkehr zunehmen. Auch hier wird die Einseitenband-Technik in Zukunft an Bedeutung gewinnen. Unter einem taktischen Funkgerät wird nun ein Gerät verstanden, das unter Feldbedingungen bei einer Kampfeinheit benutzt werden muß. Das heißt, es befindet sich in einem taktischen Fahrzeug (z. B. Jeep), das schlechte bzw. gar keine Wege benutzen muß, es wird weiterhin in diesem betrieben und muß auch noch mit Strom versorgt werden. Bisher wird dieser Dienst hauptsächlich mit UKW-FM-Geräten abgewickelt; diese Technik besitzt jedoch einige empfindliche Nachteile. Hierzu gehören der begrenzte Versorgungsbereich und dessen Abhängigkeit von der Lage der Funkstelle. Eine Erweiterung des taktischen Funknetzes unter Zuhilfenahme von Kurzwellen-Geräten ist daher unbedingt erforderlich. Es ist nun naheliegend, daß man im Interesse der Reichweite oder auch des Stromverbrauchs bei beweglichen Funkgeräten bemüht sein muß, den Leistungsanteil, durch den die Nachricht übertragen wird, im Verhältnis zur Belastung der Stromquelle möglichst groß zu machen. In [27] werden nun eine moderne Fahrzeug-Zweiseitenband-Funkanlage und eine Einseitenband-Anlage, die allerdings bereits teiltransistoriert ist (Sendervorstufen) und von elektrischer Abstimmung Gebrauch macht, miteinander verglichen. Es zeigt sich, daß bei gleicher Größe und Belastung der Bord-Stromquelle eine Verbesserung bis zu 16 db in bezug auf die eigentliche Sprechleistung (talking power) erreichbar ist. Zur Frage der Verträglichkeit (Kompatibilität) mit Zweiseitenband-Anlagen werden gleichfalls nähere Angaben gemacht.

Wenn man von den übertragungstechnischen Vorteilen ganz absieht, so würden allein die Einsparungen an Größe und Gewicht sowie die verringerte Antennenspitzenspannung, die die Einseitenband-Technik mit sich bringt, ihre Anwendung im beweglichen Flugfunk rechtfertigen. So läßt sich z. B. bei den typischen Ausbreitungsbedingungen im Weitverkehr ein 400 W-Zweiseitenband-Sender durch einen 100 W-Einseitenband-Sender ersetzen. Die stark schwankenden Umgebungsbedingungen, die hier jedoch in bezug auf Temperatur, Feuchtigkeit, Kondenswasserbildung, Höhe und damit auch Luftdruck und schließlich auch noch in bezug auf Erschütterungen auftreten können, machen es nun be-

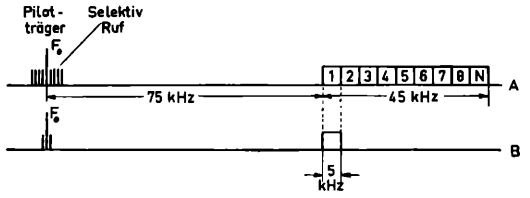


Bild 16. Spektrum des Feststations-Senders;
A Gesamtspektrum des Senders,
B Teil des Spektrums, das Teilnehmer Nr. 1 auswählt

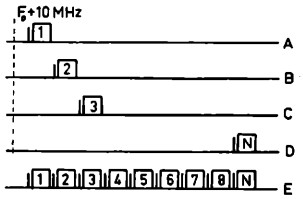


Bild 17. Empfangsspektrum für die Feststation;
A Sendung des Teilnehmers Nr. 1,
B Sendung des Teilnehmers Nr. 2,
C Sendung des Teilnehmers Nr. 3,
D von allen Teilnehmern für Netzbetrieb gesendet und empfangen,
E Empfangsspektrum aller Teilnehmer, wie es bei der Feststation empfangen wird

sonders schwer, die für Einseitenband-Betrieb erforderliche Frequenzstabilität bei Flugfunkanlagen zu erreichen. Auch der Dopplereffekt muß erwähnt werden, der bei schnellfliegenden Flugzeugen eine immer größere Rolle spielen wird. So wird z. B. die Empfangsfrequenz eines auf 20 MHz sendenden Flugzeuges, das mit einer Geschwindigkeit von etwa 1000 km/h auf eine Bodenstation zu fliegt, durch diese auf einer Frequenz empfangen, die um 20 Hz höher als die Sendefrequenz liegt und umgekehrt. In [28] wird eine Flugfunk-Amplitudenmodulations-Anlage beschrieben, die sich in einem abgeschlossenen Druckbehälter befindet und die mit voller Leistung, d. h. 100 W Trägerleistung, bis zu Höhen von etwa 21 km betrieben werden kann. Von einem abgesetzten Bedienungsteil kann im Frequenzbereich zwischen 2 bis 24 MHz mit einem Abstand von 0,5 kHz eine Anzahl von Frequenzen geschaltet werden. Es wird gezeigt, daß diese Anlage ohne größeren Aufwand auf Einseitenband-Betrieb umgebaut werden kann.

Aber auch in höheren Frequenzbereichen, in denen bisher die Einseitenband-Modulation wegen der erforderlichen Frequenzstabilität und wegen der Schwierigkeiten im Bau von linearen Leistungsverstärkern nicht in Frage kam, eröffnen sich jetzt neue Anwendungsmöglichkeiten. So wird in [31] ein Netzwerk aus koaxialen Leitungen beschrieben, mit dessen Hilfe zwei 20 kW-UKW-Sender zu einem 40 kW-Sender zusammengeschaltet werden können. Derartige Leistungen sind aber erforderlich, wenn die ionosphärische Streuausbreitung erwogen wird.

Schließlich wäre die Einseitenband-Modulation, auch bei dm-Mehrkanal-Richtfunksystemen besonders im Falle der troposphärischen Streuausbreitung über den Horizont hinaus von großem Interesse. In [32] wird die Anwendungsmöglichkeit im Frequenzbereich 300 bis 400 MHz auf Systembasis eingehend untersucht, wobei auch die Frage der Linearität von leistungsfähigen Klystron-Sendern angeschnitten wird.

4. Übergangs-Probleme

Wenn auch ganz vereinzelt die Vorteile der Einseitenband-Technik gegenüber der Zweiseitenband-Technik angezweifelt werden [32], so ist man doch allgemein in Fachkreisen der Ansicht, daß diese Vorteile vorhanden sind und daß die weitestgehende Anwendung dieser Technik in absehbarer Zukunft zwingend wird. Da die von den alten und neuen Systemen ausgesandten Signale leider nicht kompatibel sind, treten in der Übergangszeit eine Reihe von Problemen auf, die jedoch nicht nur technischer Art sind, sondern auch rechtliche, wirtschaftliche, betriebliche und personelle Seiten haben [33]. Auf die Bewertung dieser Problematik ist nun aber die Art des betreffenden Dienstes nicht ohne Einfluß. Die technische und rechtliche Seite soll nachstehend kurz angeschnitten werden.

Da im internationalen Punkt-zu-Punkt-Telephonie-Verkehr die Einseitenband-Technik seit langem angewendet wird, kann man ihn in diesem Zusammenhang ausklammern. Einfache und billige Anlagen sind jedoch die Voraussetzung für gewisse Dienste mit geringem Verkehr, z. B. im Seefunk, oder wenn Außenstellen in unterentwickelten Ländern und kleine Inseln miteinander verbunden werden sollen. Hier kommen nur Einseitenband-Sendungen mit völlig unterdrücktem Träger in Frage. Der Trägerzusatz auf der Empfangsseite muß dann mit Hilfe von Quarz-Oszillatoren mit erforderlicher Genauigkeit wieder zugesetzt werden. Für den ungünstigsten Fall, bei dem durch Summierung von Einzelfehlern der Gesamtfehler im Rahmen der Toleranz besonders groß wird, kann z. B. eine handbediente Frequenzfeinregelung des ersten Oszillators (speech clarifier) vorgesehen werden. Derartige Geräte sind jedoch im Flugfunk nicht brauchbar, weil es möglich sein muß, eine große Zahl von Kanälen schnell und ohne Feinabstimmung durch ungeübtes Personal schalten zu lassen. Diese Geräte müssen es auch zulassen, sowohl mit alten als auch mit neu ausgerüsteten Gegenstationen zu verkehren. Das bedeutet, daß sie in der Lage sein müssen, beim Verkehr mit den alten Amplitudenmodulations-Stationen ein Signal auszusenden, das von Amplitudenmodulations-Empfängern empfangen werden kann und daß umgekehrt der eigene Empfänger auch Amplitudenmodulations-Signale demodulieren kann (s. auch [29]). Bei schnellfliegenden Flugzeugen treten am hochfrequenten Ende des Flugfunkbereichs die Wirkungen des Dopplereffektes störend in Erscheinung. Aus diesem Grunde dürften hier Systeme mit Pilotträger zur Bedeutung gelangen, wobei dieser aber aus verschiedenen Gründen sprachgesteuert sein wird. Auch das Fehlen von geeigneten Prüfgeräten für Einseitenband-Geräte bildet z. Z. ein ernstes technisches Problem.

Aber auch in rechtlicher Hinsicht sind einige Probleme in der Übergangszeit zu lösen. So müssen in dem Maße, in dem die Anwendung der Einseitenband-Technik zunimmt, Vorschriften ergänzt und vorhandene Vorschriften interpretiert werden. Die Umstellung sollte nach einem festen Plan bis zu einem bestimmten Termin durchgeführt werden. Es kann dabei auf keinen Fall zugelassen werden, daß einem kleinen Teil von Benutzern die Anwendung der Zweiseitenband-Modulation weiter erlaubt wird; hierdurch würden diese dann die erstrebte bessere Ausnutzung des HF-Spektrums in Frage stellen. Technische Vorschriften für die Typenprüfung von neuen Anlagen müssen aufgestellt und entsprechende Prüfmethoden müssen festgelegt werden. Schließlich sollte man sich darüber einigen, ob die neu gewonnenen Kanäle dem betreffenden Dienst bzw. der betreffenden Nation, oder ob sie völlig anderen Benutzern zur Verfügung gestellt werden sollen.

In den vorstehenden Ausführungen wurde versucht, die Entwicklungstendenzen in der modernen Funktechnik anzudeuten und einige spezielle Probleme besonders in Richtung auf die erweiterte Anwendung der Einseitenband-Technik zu beleuchten. Es ist in dem zur Verfügung stehenden Rahmen nicht möglich, die Fülle der vorhandenen Probleme auch nur annähernd erschöpfend zu behandeln. Der weiter interessierte Leser wird deshalb auf die im Schrifttumsverzeichnis aufgezählten Spezialaufsätze hingewiesen.

Zusammenfassung

Obgleich bereits ein Mangel an Frequenzen besteht, wächst der Bedarf an HF-Übertragungskanälen weiter stetig an. Um einen drohenden Zusammenbruch des drahtlosen Nachrichtenwesens zu verhindern, muß nach der Möglichkeit zur Schaffung neuer Kanäle gesucht werden. Diese wird in umfassender Anwendung der Bandbreite sparenden Einseitenband-Modulation auch in den Dienstzweigen gesehen, in denen sie bisher wegen zu hohen Aufwandes nicht gebräuchlich war. Die modernen Methoden der Frequenzsynthese erlauben es jedoch,

unter Verwendung nur eines Bezugsquarzes und bei mäßigem Aufwand Frequenzen mit hoher Genauigkeit zu erzeugen. Dadurch kann bis herauf zu Frequenzen von 30 MHz auf die bisher in der Einseitenband-Technik unbedingt notwendige selbsttätige Frequenznachstellung im Empfänger verzichtet werden. Durch Anwendung neuartiger elektromechanischer Filter kann weiterhin der Aufwand zur Auf- und Abbereitung der Einseitenband-Modulation nach der Filtermethode verringert werden. Auch bei der Phasenmethode kann mit Hilfe eines neuen Verfahrens auf die aufwendigen und komplizierten breitbandigen Phasenschieber verzichtet werden. Speziell im Senderbau kommen Fortschritte, die bei der Entwicklung von linearen Leistungsverstärkern erzielt worden sind, auch der vermehrten Anwendung der Einseitenband-Modulation zugute.

Aber auch abgesehen von den bekannten übertragungstechnischen Vorteilen der Einseitenband-Modulation spricht noch der Umstand für ihre weitere Anwendung, daß durch den Fortfall der starken Träger die gegenseitige Störmöglichkeit zwischen den einzelnen Sendungen herabgesetzt wird.

Die Anwendung der Einseitenband-Technik in den verschiedensten Dienstzweigen, wie z. B. im beweglichen Landfunk, Seefunk und Flugfunk, wird berührt und auch einige Probleme, die während der Übergangszeit zwischen dem heutigen Zustand und der restlosen Einführung der neuen Technik auftreten, werden angeschnitten.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *P. Kotowski* und *H. Sobotka:* Drahtloser Überseeverkehr. S. Hirzel, Leipzig 1950.

[2] *E. Haberkant* und *E. Meinel:* Beitrag zur Theorie und Technik der drahtlosen Einseitenband-Telephonie. T. F. T. 28 (1939).

[3] *W. Kronjäger:* Überblick über den Stand des Überseefunkdienstes. FTZ 3 (1950), S. 265.
(Mit einer Ausnahme sind die weiteren Arbeiten im Sonderheft der Proc. Inst. Radio Eng. 44 (Dezember 1956) enthalten, daher sind nur die Seitenzahlen des Heftes angegeben.)

[4] *G. C. Mc Connaughey:* Single-Sideband Techniques as Related to Spectrum Administration. S. 1665.

[5] *I. J. Kaar:* Introduction to Single-Sideband Issue. S. 1666.

[6] *J. F. Honey* und *D. K. Weaver, Jr.:* An Introduction to Single-Sideband Communications. S. 1667.

[7] *R. T. Cox* und *E. W. Pappenfus:* A Suggestion for Spectrum Conservation. S. 1685.

[8] *R. L. Craiglow* und *E. L. Martin:* Frequency Control Techniques for Single-Sideband. S. 1697.

[9] *B. Tisk* und *C. L. Spencer:* Synthesizer Stabilized Single-Sideband Systems. S. 1680.

[10] *D. E. Norgaard:* The Phase-Shift Method of Single-Sideband Signal generation. S. 1718.

[11] *D. E. Norgaard:* The Phase-Shift Method of Single-Sideband Reception. S. 1735.

[12] *D. K. Weaver, Jr.:* A Third Method of Generation and Detection of Single-Sideband Signals. S. 1703.

[13] *D. L. Lundgren:* Electromechanical Filters for Single-Sideband Applications. S. 1744.

[14] *W. B. Bruene:* Linear Power Amplifier Design. S. 1754.

[15] *W. B. Bruene:* Distortion Reducing Means for Single-Sideband Transmitters. S. 1760.

[16] *P. J. Jcenbice* und *H. E. Fellhauer:* Linearity Testing Techniques for Sideband-Equipment. S. 1775.

[17] *L. R. Kahn:* Single-Sideband Transmission by Envelope Elemination and Restoration. Proc. I. R. E 40 (1952), S. 803.

[18] *L. R. Kahn:* Comparison of Linear Single-Sideband Transmitters with Envelope Elemination and Restoration Single-Sideband Transmitters. S. 1706.

[19] *V. R. DeLong:* Automatic Tuning Techniques for Single-Sideband Equipment. S. 1766.

[20] *L. W. Conillard:* Factors Influencing Single-Sideband Receiver Design. S. 1750.

[21] *H. E. Goldstine, G. E. Hansell* und *R. E. Schock:* Single-Sideband Receiving and Transmitting Equipment for Point-to-Point Service on HF Radio Circuits. S. 1789.

[22] *E. D. Becken:* Single-Sideband Operation for International Telegraph. S. 1782.

[23] *C. Buff:* Application of Single-Sideband Technique to Frequency Shift Telegraph. S. 1692.

[24] *G. Grammer:* Single-Sideband in the Amateur Service. S. 1829.

[25] *A. Brown:* Single-Sideband Techniques Applied to Coordinated Mobile Communication Systems. S. 1824.

[26] *H. Magnuski* und *W. Firestone:* Comparison of SSB and FM for Mobile Service. S. 1834.

[27] *R. A. Kulinyi, R. H. Levine* und *H. F. Meyer:* The Application of SSB to High-Frequency Military Tactical Vehicular Radio Sets. S. 1810.

[28] *H. A. Robinson:* Conversion of Airborne HF Receiver-Transmitter from Double Sideband to Singie Sideband. S. 1794.

[29] *J. F. Noney:* The Problems of Transition to Single-Sideband Techniques in Aeronautical Communications. S. 1803.

[30] *J. W. Smith:* Design of a High Power Single-Sideband VHF Communications System. S. 1848.

[31] *W. E. Morrow, jr., C. L. Mack, B. E. Nichols* und *J. Leonhard:* Single-Sideband Techniques in UHF Long, Range Communications. S. 1854.

[32] *J. P. Costas:* Synchronous Communications. S. 1713.

[33] *N. H. Young, jr.:* Problems of Transition to Single-Sideband Operation. S. 1800.

[34] *W. Pappenfus:* Power and Economics of Single-Sideband. S. 1689.

[35] *W. L. Firestone:* SSB Performance as a Function of Carrier Strength. S. 1839.

[36] *A. A. Oswald:* Early History of Single-Sideband Transmission. S. 1676.

Sonderdruck

NTZ 1959 Heft 5 NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 5, MAI 1959

Ein Nichtlinearitäts-Meßplatz für Rundfunkübertragungswege

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt, und dem Zentral-Laboratorium der Siemens & Halske AG., München

Von **E. A. Pavel**, Darmstadt (z. Z. Buenos Aires) und **M. Bidlingmaier**, München

Mit 7 Bildern

DK 621.317.799 : 621.396.62

A. Aufgabe

Die Qualität von Rundfunkübertragungssystemen wird außer durch andere Merkmale wesentlich durch ihre nichtlinearen Verzerrungen charakterisiert; es ist notwendig diese klein zu halten [1, 2, 3, 4]. Abgesehen davon, daß derzeit noch keine klare Meinung darüber besteht, welche nichtlinearen Verzerrungen in der Praxis unter Berücksichtigung der sonstigen Übertragungseigenschaften zulässig sind, bestehen auch keine einheitlichen Auffassungen über die zweckmäßigste Meßmethode [5]. Den verschiedenen bekannten Methoden [5 d] haftet der gemeinsame Mangel zu geringer Universalität an; sie eignen sich alle jeweils nur für ein begrenztes Frequenz- oder Anwendungsgebiet. Es fehlte bei der Betriebskontrolle von Rundfunkübertragungswegen bisher ein Meßgerät, das es erlaubt, die nichtlinearen Verzerrungen eines modernen Rundfunkübertragungssystems mit dem jeweils geeigneten Meßverfahren einfach und schnell zu überprüfen und vor allem zu stark klirrende Verstärker zu ermitteln.

Es ist bekannt, daß sich die Klirrprodukte der einzelnen Verstärker längs der Verbindung vektoriell addieren und daß ihr Additionswinkel

$$\varphi = \varphi_{n\omega} - n \cdot \varphi_{\omega} \qquad (1)$$

frequenzabhängig ist. Hierin bedeuten φ_{ω} und $\varphi_{n\omega}$ den Winkel der Grundwelle bzw. der Harmonischen und n die Ordnungszahl der Harmonischen. Entlang einer Leitung mit vielen Verstärkern kann man Stellen finden, in denen der resultierende Klirrfaktor — der üblicherweise bisher gemessen wurde — bei einer gegebenen Meßfrequenz Maxima oder Minima aufweist [6 a]. In dreidimensionaler Darstellung (Klirrfaktor über der Frequenz und Leitungslänge) erhält man ein „Klirrgebirge" (Bild 1). Der Klirrfaktor weist für verschiedene Grundfrequenzen in Abhängigkeit von der Leitungslänge einen unterschiedlichen Gang auf, der vom Betriebspersonal nicht ohne weiteres zu beurteilen ist.

Je nachdem, an welcher Stelle des „Klirrpolygons" sich der durch einen fehlerhaften Verstärker hervorgerufene („bestimmende") Klirrzeiger befindet, wird der an der Meßstelle resultierende Klirrfaktor sich entweder verringern oder vergrößern [6 a]. Bei einer Kontrollmessung mit nur wenigen diskreten Frequenzen kann also sowohl eine Verbesserung als auch eine Verschlechterung des Klirrfaktors gegenüber dem Wert, der nach den Kennwerten der Verbindung zu erwarten ist, einen Fehler bedeuten.

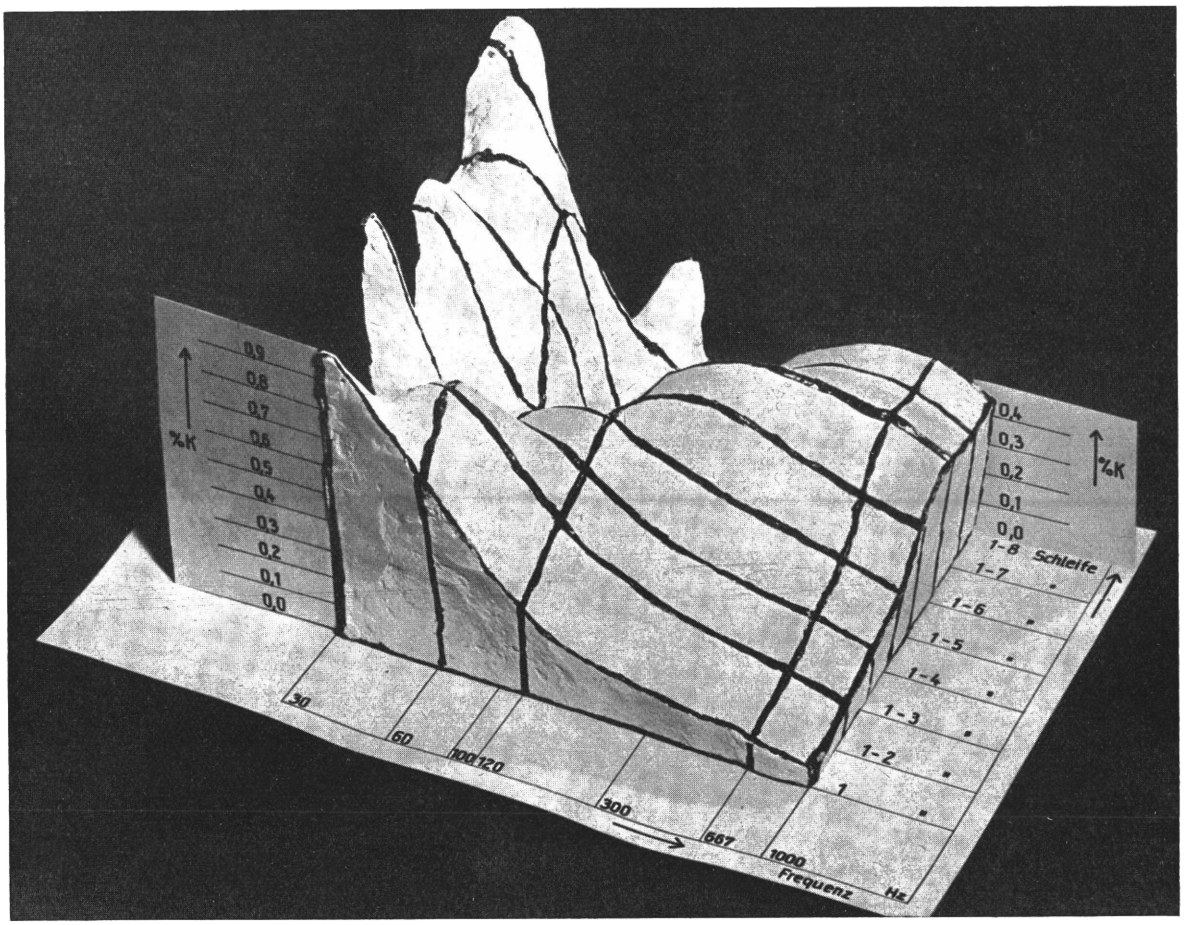


Bild 1. „Klirrgebirge"
Verlauf des Klirrfaktors entlang einer homogen aufgebauten Strecke mit 32 Verstärkerfeldern (eine Schleife hat vier gleiche Verstärkerfelder)

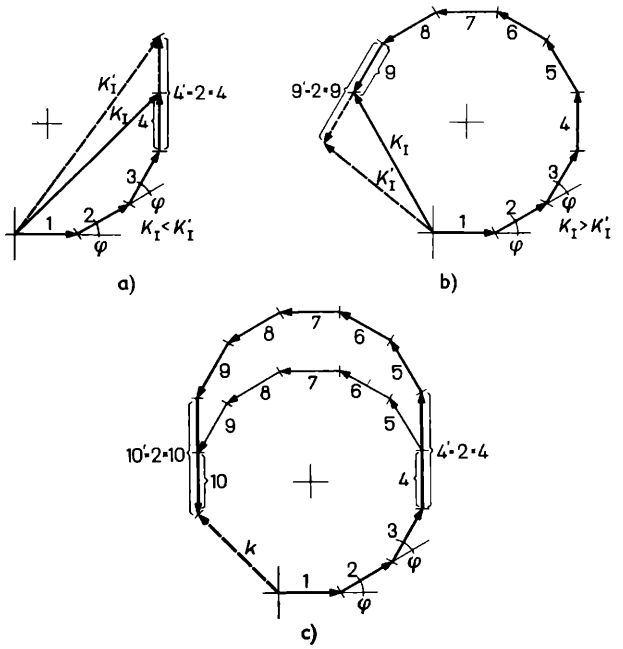


Bild 2 a bis c. Beispiele, wie sich vergrößerte Klirrfaktoren auf den resultierenden Meßwert je nach ihrer Lage im „Klirrpolygon" auswirken können

Die Bilder 2 a bis 2 c zeigen einige Beispiele. Es wurde angenommen, daß die Verbindung homogen aufgebaut ist, die Verstärkerfelder gleich lang sind und gleiche Verstärker verwendet wurden. Im Fall a) wird durch einen fehlerhaften Verstärker, der einen doppelt so großen Klirrzeiger bei gegebener Frequenz ergibt, der resultierende Klirrfaktor größer, im Fall b) kleiner. Im Fall c) ist angenommen, daß zwei bestimmte Verstärker fehlerhaft sind und jeweils den doppelten Klirrzeiger

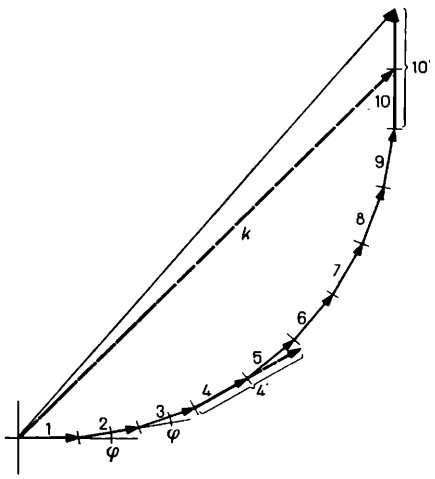


Bild 3. Teil eines „Klirrpolygons" mit kleinem Additionswinkel

erzeugen. Dabei hebt sich die Wirkung der Fehler auf. Die Kompensation gilt aber nur für die betreffende diskrete Meßfrequenz und das betrachtete Klirrprodukt. Würde man mit vielen Frequenzen messen, ließe sich allerdings leicht ein Bild gewinnen, ob eine Störung vorliegt oder nicht. Eine solche Messung stößt in der Praxis auf Schwierigkeiten, weil man die Zahl der Meßfrequenzen beschränken muß, damit die Messungen dem Betriebspersonal noch zumutbar sind und der apparative Aufwand in erträglichen Grenzen bleibt. Es ist also mit der in der Praxis geübten Klirrfaktormessung im allgemeinen schwierig, einen fehlerhaften Verstärker zu ermitteln; die Betriebserfahrungen bestätigen diese Überlegungen. Mißt man jedoch ein Verzerrungsprodukt, dessen Additionswinkel klein genug ist, so daß das Zeigerbild bei den praktisch vorkommenden Leitungslängen keinen „Halbkreis" erreicht, so ergibt sich ein eindeutiges Meßergebnis (Bild 3). In diesem Falle muß nämlich der resultierende Klirrzeiger bei einer Vergrößerung der einzelnen Zeiger stets größer werden und ein fehlerhafter Verstärker läßt sich — z. B. durch Austausch — ermitteln. Der Idealfall ergibt sich, wenn der Additionswinkel zu Null wird. Dies ist unter bestimmten Voraussetzungen, bei Klirrprodukten der Form $2\omega_1 - \omega_2$ und $2\omega_2 - \omega_1$ der Fall [6]. Bei dieser Messung benötigt man allerdings zwei Grundfrequenzen. Befinden sich die beiden Grundfrequenzen und ihre Verzerrungsprodukte in einem Bereich konstanter Gruppenlaufzeit, und ergeben sich rechnerisch für die Kombinationsfrequenzen positive (nicht um die Nullfrequenz gespiegelte) Frequenzen, so ist der Additionswinkel $\varphi = 0$ und vom Anfangswinkel φ_0 unabhängig. In der Praxis ist es nur notwendig, daß der Additionswinkel klein genug ist. Je kleiner er ist, um so länger kann die Leitung sein, die von einem Punkt aus kontrolliert werden kann. Der hier zu beschreibende Meßplatz macht u. a. von diesen Klirrprodukten Gebrauch, so daß er zur Feststellung fehlerhafter Verstärker besonders geeignet ist.

B. Zur Festlegung des neuen Betriebsmeßverfahrens

Bereits früher ist von Braunmühl und Weber ein Verfahren der „Differenz- oder Doppeltonmessung" vorgeschlagen und in dem „Verzerrungsmeßplatz für Rundfunkleitungen" von der Firma Siemens & Halske als Zusatzgestell zum Pegelschreibergestell [8] verwirklicht worden [7]. Mit diesem Meßplatz erhielt man ein sehr genaues Bild der vorhandenen nichtlinearen Verzerrungen, da er erlaubte, sowohl die (quadratischen) Differenztöne der Form $\omega_2 - \omega_1$ als auch die (kubischen) Kombinationstöne der Formen $2\omega_1 - \omega_2$ und $2\omega_2 - \omega_1$ frequenzabhängig aufzuschreiben [7, 8]. Der Aufwand war erheblich. Der Meßplatz wurde hauptsächlich bei den Rundfunksendern verwendet. Für eine rasche Überprüfung von Rundfunkleitungen kam er weniger in Frage. Hierbei ist es auch nicht nötig, die nichtlineare Verzerrung lückenlos über der Frequenz aufzuschreiben.

Etwa von 1950 an wurden in dem TF-Weitverkehrskabelnetz der DBP niederfrequente Rundfunkleitungen auf den Phantomen der TF-Vierer eingerichtet. Der bisher übliche Verstärkerabstand von 72,5 km wurde halbiert [4, 6 a, 9], die Zahl der Verstärker in den Leitungen verdoppelte sich also. Da außerdem viele Verstärkerämter unbemannt sind, war es u. a. notwendig, eine sichere Methode zu finden, um unzulässige nichtlineare Verzerrungen von Übertragungsgliedern feststellen zu können. Der erste Schritt in dieser Richtung war die Einführung einer leicht bedienbaren Klirrfaktor-Meßeinrichtung [10]. Diese erlaubte es, einfach und sicher den Klirrfaktor K, Gl. (2), auch durch weniger geschultes Betriebspersonal zu messen. Der breitbandigen Messung von Klirrfaktoren sind aber mit Rücksicht auf die Geräusche und die immer kleiner werdenden nichtlinearen Verzerrungen der Verstärker und Übertrager Grenzen gesetzt. Eine einwandfreie und schnelle Fehlereingrenzung auf langen Rundfunkleitungen war daher nicht immer möglich. Die selektive Messung einiger ausgewählter Klirr- und Verzerrungs-

produkte erscheint nach den bisher durchgeführten Untersuchungen zweckmäßiger.

Der hier skizzierte neue Meßplatz soll dem Betriebspersonal erlauben, schnell, einfach und sicher die nichtlinearen Verzerrungen von Rundfunkübertragungswegen und einzelnen Übertragungsgliedern zu prüfen und Fehler einzugrenzen. Er soll auch für die periodischen Messungen Verwendung finden.

Es gibt eine ganze Anzahl von Nichtlinearitäts-Meßgeräten, die die eine oder andere Forderung erfüllen, jedoch keines, das einen hinreichend guten Kompromiß hinsichtlich aller oben angedeuteten Wünsche darstellt. Die Klirrfaktormessung eignet sich wohl gut für die Erfassung des Eisenklirrens bei den tiefen und der Verzerrungen bei den mittleren Frequenzen, sie versagt aber in der oberen Hälfte des Übertragungsbereiches. Dies ist aber bei Rundfunkleitungsverstärkern ein großer Mangel, da sie wegen des mit der Frequenz stark abnehmenden Kabelwiderstandes bei hohen Frequenzen besonders stark ausgesteuert werden. Für die Eingrenzung fehlerhafter Verstärker eignet sich die Methode der Klirrfaktormessung nur sehr bedingt.

Die British Broadcasting Company (BBC) benutzt zur Prüfung von Rundfunkleitungen das „Multitone"-Verfahren [5 b]. Hierbei werden gleichzeitig mehrere Sinusschwingungen gleicher Amplitude gesendet. Im unteren Frequenzbereich wählt man die Frequenzen 100, 200, . . ., 800 Hz. Die Amplituden dieser Frequenzen werden am Ausgang des Prüflings durch einen Hochpaß stark gedämpft; die effektive Spannung der übriggebliebenen Oberwellen und Summentöne wird gemessen. Im oberen Bereich sendet man die Frequenzen 2000, 3000, . . ., 8000 Hz und mißt hinter einem Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 1000 Hz ihre Differenztöne. Dieses Verfahren gibt wohl einen raschen und treffenden Überblick darüber, ob die nichtlinearen Verzerrungen die Betriebsfähigkeit einer Rundfunkverbindung beeinträchtigen, empfiehlt sich aber unseres Erachtens nicht so sehr für das Erkennen und Eingrenzen von Fehlern.

Beim Intermodulations-Verfahren [5] werden dem Prüfling eine tiefe Frequenz großer Amplitude und eine hohe Frequenz kleiner Amplitude zugeführt. An seinem Ausgang sperrt man die tiefe Frequenz durch einen Hochpaß aus. Hinter dem Hochpaß erhält man dann die durch nichtlineare Verzerrungen amplitudenmodulierte hohe Frequenz. In üblicher Weise demoduliert, ergibt sich eine Wechselspannung, deren Amplitude der Verzerrung proportional ist. Mit einem meistens verwendeten Verhältnis von etwa 4 : 1 bis 10 : 1 für die Eingangsamplituden wird die Aussteuerung hauptsächlich durch den tiefen Ton bestimmt. Dies ist aber für das Erkennen von Röhrenfehlern bei Rundfunkleitungsverstärkern nicht günstig. Weiter wirkt sich bei Leitungen die Abhängigkeit des Meßergebnisses von Phasendrehungen hinter dem nichtlinearen Glied unvorteilhaft aus.

Die bekannte Doppelton-Methode benutzt zwei benachbarte Frequenzen gleicher Amplitude. Sie wird bei tiefen Frequenzen wegen der erforderlichen schmalen Filter sehr unhandlich. Sonst gibt sie jedoch ein gutes Bild der störenden Nichtlinearitäten [5]. Vor allem ermöglicht sie das Eingrenzen von fehlerhaften Verstärkern, da es in der Praxis nicht schwer ist, Grund- und Differenzfrequenzen in einen Bereich einigermaßer konstanter Gruppenlaufzeit zu legen und damit den Additionswinkel klein zu halten. Legt man beide Grundfrequenzen in den wegen der starken Belastung durch das Kabel kritischen oberen Frequenzbereich und macht man den Meßpegel genügend groß, so kann man auch bei Verstärkern mit Gegenkopplung frühzeitig ein Nachlassen der Röhrensteilheit (und damit der Gegenkopplung) sowie des Aussteuerbereiches erkennen, und zwar bevor es für den Betrieb kritisch wird. Die schlecht werdenden Röhren lassen sich dann in den unbemannten Ämtern gelegentlich der turnusmäßigen Besuche austauschen und eventuell in bemannten Ämtern aufbrauchen, wo sie unter Kontrolle sind.

Diese und andere Überlegungen führten schließlich im Verein mit praktischen Versuchen zu einem kombinierten Meßgerät, das mit Hilfe von zwei Filtern bei den tiefen und mittleren Frequenzen den Klirrfaktor (k_2 und k_3) und bei den Höhen den Differenztonfaktor (v_2 und v_3) mißt. Diese Kombination erscheint unseres Erachtens der günstigste Kompromiß für einen Betriebsmeßplatz, dessen apparativer Aufwand noch vertretbar ist, der aber doch auch für anspruchsvollere Messungen (Abnahme von Verstärkern usw.) Verwendung finden kann.

C. Definitionen

I. Klirrfaktor

In der praktischen Rundfunkübertragungstechnik ist hauptsächlich der Begriff „Klirrfaktor" (gemessen in %) gebräuchlich. Der Logarithmus des Kehrwertes des Klirrfaktors wird als Klirrdämpfung (N oder db) bezeichnet.

Das CCITT definiert den Klirrfaktor

$$K = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{n=\infty} U_n^2}{\sum_{n=1}^{n=\infty} U_n^2}} \cdot 100\,\%. \qquad (2)$$

Dabei ist U_1 der Effektivwert der Grundwelle, U_2, U_3 usw. jener der Oberwellen.

Werden die Oberwellen einzeln gemessen, so ist der Anteil n-ter Ordnung

$$k_n = \sqrt{\frac{U_n^2}{\sum_{n=1}^{n=\infty} U_n^2}} \cdot 100\,\%. \qquad (3)$$

Bei manchen Meßverfahren bezieht man K und k_n auch nur auf die Grundwelle allein. Bei kleinen Klirrfaktoren bis etwa 10 % — und um solche handelt es sich bei modernen Systemen — liegen die Abweichungen innerhalb der Meßgenauigkeit, so daß sich die Ergebnisse etwa entsprechen.

Der beschriebene Meßplatz mißt k_2 und k_3 nach Gl. (3). Die Klirrfaktormessung wird vielfach auch „Eintonmessung" genannt.

II. Verzerrungsfaktor

Bei der Verzerrungsfaktormessung, die im Gegensatz zur Klirrfaktormessung mit einem Ton meist als Differenztonfaktor- oder Doppelton-Messung bezeichnet wird, ist die arithmetische Summe der Scheitelwerte der beiden gleich starken Grundtöne gleich dem Scheitelwert des Grundtones bei der Eintonmessung.

$$U_{\omega_1} = U_{\omega_2} = \frac{1}{2} U_1. \qquad (4)$$

Dabei sind ω_1 bzw. ω_2 die beiden Grundfrequenzen. Es ist weiter allgemein üblich, daß $\omega_1 < \omega_2$ ist.

Für den Verzerrungsfaktor zweiter Ordnung v_2 (unsymmetrische Verzerrung) gilt:

$$v_2 = \frac{(U_{\omega_2-\omega_1})_{\text{eff}}}{(U_{\omega_1})_{\text{eff}} + (U_{\omega_2})_{\text{eff}}} \cdot 100\ \% \qquad (5)$$

und für den Verzerrungsfaktor dritter Ordnung v_3 (symmetrische Verzerrung):

$$v_3 = \frac{(U_{2\omega_1-\omega_2})_{\text{eff}} + (U_{2\omega_2-\omega_1})_{\text{eff}}}{(U_{\omega_1})_{\text{eff}} + (U_{\omega_2})_{\text{eff}}} \cdot 100\,\%. \qquad (6)$$

Die Ermittlung von v_3 nach der Definition (6) erfordert die Messung der Effektivwerte beider, symmetrisch zu den beiden Grundfrequenzen liegenden, Kombinationstöne $2\omega_1 - \omega_2$ und $2\omega_2 - \omega_1$.

Im Interesse eines möglichst geringen Meßaufwandes verzichtet man oft auf die Messung eines der beiden Verzerrungsprodukte. Dies ist für betriebliche Meßmethoden auch meist zulässig. Nimmt man für die beiden Verzerrungsprodukte gleiche Amplituden an, dann wird:

$$v_3' = \frac{2\,(U_{2\omega_1-\omega_2})_{\text{eff}}}{(U_{\omega_1})_{\text{eff}} + (U_{\omega_2})_{\text{eff}}} \cdot 100\ \% \qquad (6a)$$

oder

$$v_3' = \frac{2\,(U_{2\omega_2-\omega_1})_{\text{eff}}}{(U_{\omega_1})_{\text{eff}} + (U_{\omega_2})_{\text{eff}}} \cdot 100\,\%. \qquad (6b)$$

Im Nenner der Gln. (5) bis (6 b) steht als Bezugsgröße die Summe der Effektivwerte zweier Sinusspannungen gleicher Amplitude. Sie darf nicht verwechselt werden mit dem Effektivwert der Summe beider Spannungen, der um den Faktor $\sqrt{2}$ kleiner ist. Meßtechnisch ist es einfacher, den Effektivwert der Summe beider Spannungen zu messen und den Faktor $\sqrt{2}$ in der Schaltung zu berücksichtigen. Der beschriebene Meßplatz mißt v_2 und v_3' nach diesem Verfahren.

Hat der Prüfling für die beiden Grundtöne gleicher Amplitude eine etwas verschiedene Dämpfung, dann sind die ausgangsseitigen Amplituden ungleich. Der Bezugspunkt „100 %“ im Meßempfänger wird also mit zwei ungleichen Amplituden festgelegt. Der dadurch entstehende Unterschied im Meßwert ist jedoch in den meisten Fällen klein. Selbst bei einem Amplitudenverhältnis von 1 : 2 beträgt er erst etwa 5 %.

Strenggenommen wird nicht der Effektivwert des Doppeltons, sondern der von Doppelton plus Verzerrungsprodukten gemessen. Es erscheint uns zweckmäßig, wenn man künftig bei der Definition des Verzerrungsfaktors analog der Definition des Klirrfaktors auf das „Gemisch“ beziehen würde.

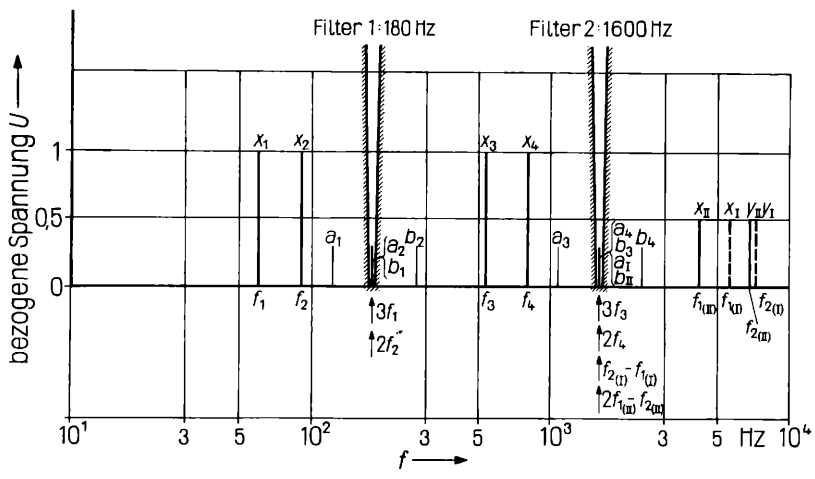


Bild 4. Frequenzschema für die (Meß-) Grundfrequenzen und deren gemessene Klirrprodukte

D. Meßfrequenzen und -filter

Die Grundfrequenzen für die Klirr- und Verzerrungsfaktormessungen wurden unter Berücksichtigung des Übertragungsbereiches und der Laufzeitverhältnisse bei den üblichen Rundfunkübertragungssystemen sowie deren typischen Nichtlinearitäten ausgewählt. Dabei wurde besonders auf die Eigenschaften der bespulten und unbespulten Rundfunkleitungen und den Aufbau der verschiedenen vorhandenen Rundfunkleitungsverstärker (frequenzunabhängige oder frequenzabhängige Verstärkung, ohne oder mit Gegenkopplung) sowie auf gewisse historische Gründe (ähnliche oder gleiche Meßfrequenzen wie bei anderen Klirrfaktormeßeinrichtungen) Bedacht genommen.

Um die Bedienung einfach und den Aufwand klein zu halten, werden die „Klirrprodukte“ mit Hilfe von zwei steilen Bandpässen ausgesiebt, deren Durchlaßfrequenzen 180 und 1600 Hz betragen. Bei der Festlegung der Meßfrequenzen mußte darauf geachtet werden, daß unerwünschte Verzerrungsprodukte höherer Ordnung nicht in den Durchlaßbereich der Filter fallen und die Messung verfälschen. Das ist auch der Grund, warum die anschließend genannten Meßfrequenzen nicht genau mit den im Rotbuch des CCITT (Genf 1957, Bd. I, Seite 159) genannten, übereinstimmen. Die Bandbreite der Filter ist etwa 6 % und damit groß genug, um auch an Tonbändern und Schallplatten messen zu können.

Tafel 1

Art der Messung	Grundtöne: f Hz	Sende-amplitude	Sende-leistung	Klirrprodukte: Bezeichnung	f Hz	Meßwerte: Bezeichnung	Beziehung lt Bild 4	Nennfrequenz für Meßwertangabe: f Hz	$\frac{f_1+f_2}{2}$ Hz
Klirrfaktor (Elnton-messung)	f_1 = 60	U	1	$3f_1$	180	k_3	$\frac{b_1}{x_1 \cdot a_1 \cdot b_1}$	60	–
	f_2 = 90			$2f_2$		k_2	$\frac{a_2}{x_2 \cdot a_2 \cdot b_2}$	90	–
	f_3 = 533			$3f_3$	1600	k_3	$\frac{b_3}{x_3 \cdot a_3 \cdot b_3}$	533	–
	f_4 = 800			$2f_4$		k_2	$\frac{a_4}{x_4 \cdot a_4 \cdot b_4}$	800	–
Verzerrungsfaktor (Differenzton-faktor, Doppelton-messung)	$f_{1(I)}$ = 5600 $f_{2(I)}$ = 7200	$2\,\frac{U}{2}$	0,5	$f_{2(I)}-f_{1(I)}$	1600	v_2	$\frac{a_I}{x_I \cdot y_I}$	–	6400
	$f_{1(II)}$ = 4200 $f_{2(II)}$ = 6800			$2f_{1(II)}-f_{2(II)}$		v_3'	$\frac{2b_{II}}{x_{II} \cdot y_{II}}$	–	5500

Tafel 1 und Bild 4 zeigen die schließlich festgelegten Meßfrequenzen und ihre Klirrprodukte. Der Frequenzabstand wurde bei der Doppeltonmessung u. a. zugunsten einfacherer Messung relativ groß gewählt, und es mögen hiergegen Bedenken bestehen, ob die (mittlere) „Meßfrequenz“ genügend definiert ist. Versuche ergaben jedoch, daß solche Bedenken für ein Betriebs-Meßgerät unerheblich sind, wenn der zulässige Meßpegel sinnvoll festgelegt wird. Dies ist bei Übertragungsgliedern mit Frequenzgang (Verstärker mit Entzerrer im Gegenkopplungsweg, Systeme mit Höhenanhebung) zu beachten, weil die Aussteuerung dann von der Lage der Meßfrequenzen abhängt.

Mit Rücksicht darauf, daß die Kennliniengleichung meist auch höhere Potenzen als die 3. Grades — mit denen man meist nur rechnet — enthält und dadurch alle höheren geraden Potenzen Beiträge zur Differenzfrequenz 1. Ordnung ($f_2 - f_1$) und alle ungeraden Beiträge zu der 2. Ordnung ($2f_1 - f_2$ und $2f_2 - f_1$) ergeben, würde

man besser nicht von der „quadratischen" und „kubischen" Verzerrung sprechen, sondern ganz allgemein von „unsymmetrischer" und „symmetrischer" Verzerrung [7 a]. Der Einfachheit halber sollte man unseres Erachtens aber die Bezeichnung v_2 und v_3 beibehalten.

E. Eigenschaften und Aufbau des Verzerrungsmeßplatzes Rf

Ein sehr linearer Meßsender erzeugt wahlweise für Eintonmessungen die Festfrequenzen 60; 90; 533; 800 Hz, für Doppeltonmessungen die Frequenzpaare 4,2 und 6,8 kHz sowie 5,6 und 7,2 kHz. Zwei weitere Einzelfrequenzen 2,4 und 5,0 kHz sind einstellbar, werden aber für die hier diskutierten Messungen nicht benötigt; sie sind für die Verwendung des Senders in Verbindung mit dem bei der DBP seit langem eingeführten Klirrfaktormesser „3 F 41" vorgesehen. Der Sendepegel läßt sich in 1-N-Stufen und stetig von + 3,3 N bis — 5,5 N regeln und an einem Instrument unmittelbar ablesen. Um auch einen einzelnen Verstärker noch genügend genau — auch mit erhöhter Amplitude — messen zu können, wurde ein Eigenklirrfaktor der Meßspannung von $\leqq 4 \cdot 10^{-4}$ angestrebt. (Für 60 und 90 Hz erhöht er sich auf etwa $7 \cdot 10^{-4}$). Für die Frequenz der Meßspannung ist keine größere Unsicherheit als $\pm 5 \cdot 10^{-3}$ zulässig. Die größte abgebbare Leistung wurde auf 100 mW an 600 Ω festgelegt. Gleichzeitig ist gewährleistet, daß der innere Widerstand nur wenige Ohm beträgt, also stets klein gegen den Abschlußwiderstand ist. (In der Stellung des Pegelschalters „+ 3 N" ist der Abschlußwiderstand auf Werte $\geqq$ 5000 Ω beschränkt, weil Meßpegel dieser Größe nur für die Kontrolle von Rf-Verteilverstärkern mit einem Eingangswiderstand $\geqq$ 5000 Ω in Frage kommen.)

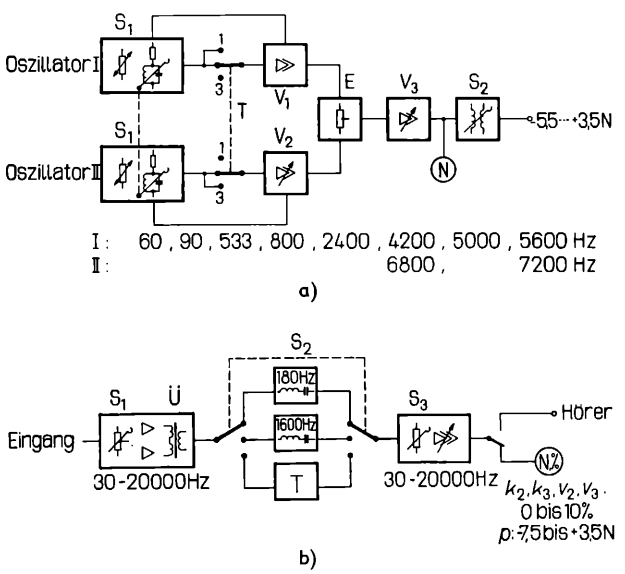


Bild 5 a und b. Blockschaltbild des Sende- und Empfangsteiles

Der Sender (Bild 5 a) besteht aus zwei voneinander unabhängigen Oszillatoren I und II, die zur Erzeugung des Doppeltones über eine Entkopplungsschaltung auf einen gemeinsamen Endverstärker V_3 arbeiten. Der Ausgangspegel wird mit einem Drehspulinstrument gemessen und kann mit dem induktiven Stufen-Teiler S_2 und dem stetig regelbaren Verstärker V_3 auf den gewünschten Wert eingestellt werden. Die Oszillatoren I und II sind gleichartig aufgebaut. Sie enthalten je einen zweistufigen, stark gegengekoppelten Verstärker (V_1 und V_2), der über einen frequenzabhängigen Spannungsteiler rückgekoppelt ist. Der Spannungsteiler besteht aus einem Ohmschen Widerstand und einem *LC*-Parallelkreis, dem zur Amplitudenbegrenzung ein Heißleiter parallel liegt. Durch diese Anordnung wird erreicht, daß der Klirrfaktor extrem klein und die Ausgangsamplitude sehr konstant ist und daß sie sich beim Umschalten der Frequenz in möglichst kurzer Zeit (etwa 1 s) auf ihren stationären Wert einstellt. Der Heißleiter soll möglichst schnell regeln, darf aber dadurch bei der tiefsten Frequenz von 60 Hz den Klirrfaktor der Meßspannung noch nicht nennenswert vergrößern. Durch die Parallelschaltung von *LC*-Kreis und Heißleiter lassen sich beide Forderungen optimal erfüllen. Über die Taste T können die Oszillatoren auch einzeln auf den Endverstärker geschaltet und durch Regelung von V_2 auf gleiche Amplitude eingestellt werden. Das Instrument mißt den Scheitelwert der Sendespannung, ist aber so geeicht, daß bei sinusförmiger Spannung der Effektivwert angezeigt wird. Beim Umschalten von Einton- auf Doppeltonbetrieb werden die Amplituden beider Schwingungen auf die Hälfte reduziert. Der Scheitelwert der Ausgangsspannung ist also bei Einton- und Doppeltonmessung gleich groß. Daher zeigt auch das Instrument in beiden Fällen den gleichen Wert an. Der Effektivwert der Sendespannung bei Ein- und Doppeltonbetrieb verhält sich wie $\sqrt{2}:1$.

Der Meßempfänger enthält zwei Bandfilter, deren Mittenfrequenz 180 und 1600 Hz beträgt. Den Filtern ist ein symmetrischer Kathodenfolger vor- und ein dreistufiger spannungsgegengekoppelter Verstärker nachgeschaltet (Bild 5 b). An dessen Ausgang kann man wahlweise ein Effektivwerte zeigendes Meßinstrument oder einen Hörer anschließen. Der Meßempfänger ist für einen Frequenzbereich von 30 bis 20 000 Hz ausgelegt und läßt sich somit auch als hochwertiger, empfindlicher Pegelmesser verwenden, wenn man — wie vorgesehen — an Stelle der Bandfilter ein frequenzunabhängiges Dämpfungsglied einschaltet.

Die Eingangsschaltung wurde bestimmt durch:

1. den erforderlichen Bereich der Grundwellenpegel von etwa 0 bis + 3,5 N (~ 0,7 bis 25 V),
2. den zu messenden kleinsten Klirr- oder Verzerrungsfaktor, der zu etwa $1 \cdot 10^{-3}$ angenommen wurde ($0{,}5 \cdot 10^{-3}$ sind noch ablesbar),
3. die tiefste Meßfrequenz bei Klirrfaktormessungen, für die 60 Hz gewählt wurde,
4. den notwendigen Eingangswiderstand, der für die Grundwelle und alle Klirrprodukte groß gegen 600 Ω sein soll,
5. das zu übertragende Frequenzband von 30 bis 20 000 Hz bei der Verwendung des Meßempfängers als Pegelmesser,
6. die Forderung einer ausreichend hohen Erdunsymmetriedämpfung.

Die Meßspannung wird über einen hochohmigen (200 kΩ) Spannungsteiler S_1 zunächst auf etwa 0,7 Volt eingeregelt und gelangt erst dann über eine klirrarme Kathodenstufe an den symmetrischen Übertrager Ü. Spannungsteiler und Kathodenstufe können wahlweise symmetrisch oder einpolig geerdet geschaltet werden. Die Ausgangswicklung des Übertragers arbeitet nun mit annähernd konstanter Spannung von etwa 0,35 V auf die beiden Bandfilter, die gegen Stör- und Streufelder

statisch und magnetisch geschirmt sind. An die Bandfilter schließt sich der Meßbereichschalter S_3 an, ein Spannungsteiler, an dem man den Pegel in N und den Klirrfaktor in % unmittelbar ablesen kann. Dem Meßbereichschalter folgt der dreistufige spannungsgegengekoppelte und regelbare Verstärker, der die zu messende Spannung auf einen für den Meßkreis erforderlichen Wert von etwa 10 V verstärkt. Der Meßkreis enthält einen Zweiweggleichrichter in Greinacherschaltung und ein spannbandgelagertes Drehspulinstrument. Die Lade- und Entladezeitkonstanten der Spannungsverdopplerschaltung sind so bemessen, daß der Effektivwert eines Frequenzgemisches näherungsweise und der von Doppeltönen möglichst genau angezeigt wird.

Mit dem Betriebsartenschalter S_2 kann man die Bandfilter durch eine frequenzunabhängige Dämpfung ersetzen und Pegel von — 5 (— 8) bis + 3,5 N (0,25 mV bis 25 V) im obengenannten Frequenzbereich messen. Auch als Hörverstärker ist der Empfänger verwendbar und hat dabei eine Verstärkung von etwa 5,3 N (200fach). Die zulässige Ausgangsspannung an der Hörerbuchse beträgt etwa 1 V.

In erster Linie dient der Meßempfänger jedoch zur Bestimmung des Klirr- und Differenztonfaktors. Die Verstärkung wird für die Grundwelle oder den Doppelton so eingeregelt, daß der Zeiger des Instrumentes auf eine rote Marke einspielt. Sie entspricht dem Bezugspunkt „100 %". Dann wird der Betriebsartenschalter S_2 auf das zu messende Verzerrungsprodukt eingestellt und an dem Meßbereichschalter S_3 und Instrument der Wert des Klirr- oder Differenztonfaktors unmittelbar abgelesen. Jedes Gerät hat seinen eigenen, eingebauten Netzanschlußteil, der — soweit notwendig — stabilisierte Spannungen liefert, u. a. auch eine konstante Eichwechselspannung für den Empfänger. Ein Verzerrungsfaktor von 0,5 % ergibt im empfindlichsten Meßbereich Vollausschlag am Instrument, ein solcher von 0,5 ‰ kann noch gut abgelesen werden. Der Meßbereich ist nach oben auf 10 % begrenzt, weil größere Klirrfaktoren sehr selten interessieren. Die Grundwellenspannung am Eingang des Gerätes darf zwischen etwa 0,7 und 20 V variieren. Der Eigenklirrfaktor bleibt dabei stets unter etwa $1 \cdot 10^{-4}$.

Die selektive Messung der Verzerrungen unter Benutzung von Bandfiltern hat den wesentlichen Vorteil, daß die Meßfrequenz nicht besonders konstant sein muß und die Bedienung des Meßgerätes sehr einfach wird. Das Verfahren eignet sich auch für Messungen an Tonbändern und Schallplatten.

Bandbreite und Dämpfungsverlauf der Bandfilter

180-Hz-Filter: Es wird nur für die Messung von k_2 (Grundfrequenz 90 Hz) und k_3 (60 Hz) benutzt. Bei einer gegebenen Frequenzunsicherheit der Meßspannung von ± 0,5 % wäre eine Mindestbandbreite von etwa ± 1 Hz erforderlich. Angestrebt wurde eine Bandbreite von ± 10 Hz (± 5 %). Die Dämpfungsverzerrung ist dabei $\Delta a \geqq 0{,}02$ N. Das Filter muß die Grundwellen 60 und 90 Hz, Brummspannungen (50 Hz und deren Oberwellen) und alle Klirrprodukte des Prüflings — bis auf das zu messende — ausreichend dämpfen (Bild 6). Dabei wurde angenommen, daß störende Oberwellen um mehr als das Zehnfache größer sein können als die zu messende.

1600-Hz-Filter: Es dient zur Bestimmung der Klirrfaktoren k_2 (800 Hz) und k_3 (533 Hz) und der Differenztonfaktoren v_2 (5,6 und 7,2 kHz) und v_3 (4,2 und 6,8 kHz). Die erforderliche Bandbreite wird durch die Toleranz der Doppeltöne bestimmt. Bei einer Frequenzunsicherheit von ± 0,5 % des Doppeltonsenders ist eine Bandbreite von ± 75 Hz erforderlich. Angestrebt wurde eine Bandbreite von ± 100 Hz bei einer Dämpfungsverzerrung von $\Delta a \leqq 0{,}02$ N. Für den Dämpfungsverlauf gelten ähnliche Überlegungen wie beim 180-Hz-Filter (Bild 6). Kritisch ist hierbei unter Berücksichtigung des möglichen Frequenzfehlers der Kombinationston $3f_2 - 2f_1$, der bei der Messung von v_2 keinen Beitrag geben soll.

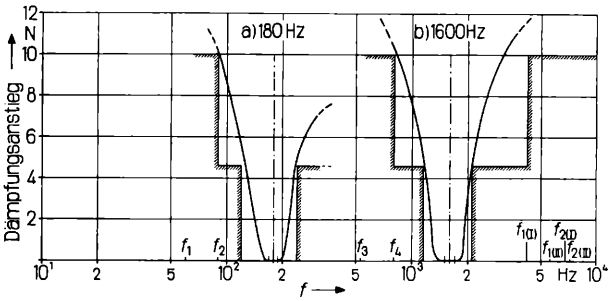


Bild 6. Dämpfungsverlauf der Meß-Bandfilter

Bei der Messung der Verzerrungen ergeben sich zusammengefaßt am Sender und Empfänger folgende Kombinationen:

Einstellung	Meßfrequenz f_1 bzw. f_1 u. f_2	Empfangsfilter	Verzerrungsprodukt	Messung
①	60 Hz	180 Hz	$3f_1$	Klirrfaktor k_3
②	90 Hz	180 Hz	$2f_1$	Klirrfaktor k_2
③	533 Hz	1600 Hz	$3f_1$	Klirrfaktor k_3
④	800 Hz	1600 Hz	$2f_1$	Klirrfaktor k_2
⑤	4,2 u. 6,8 kHz	1600 Hz	$2f_1 - f_2$	Differenz- v_3
⑥	5,6 u. 7,2 kHz	1600 Hz	$f_2 - f_1$	tonfaktor v_2

Sender und Empfänger sind getrennt in je einem genormten Stahlblechgehäuse untergebracht (Bild 7). Die Frontplatten der Geräte sind 520 mm breit, die des Senders ist 202 mm, die des Empfängers 270 mm hoch. Die Gerätetiefe beträgt etwa 200 mm.

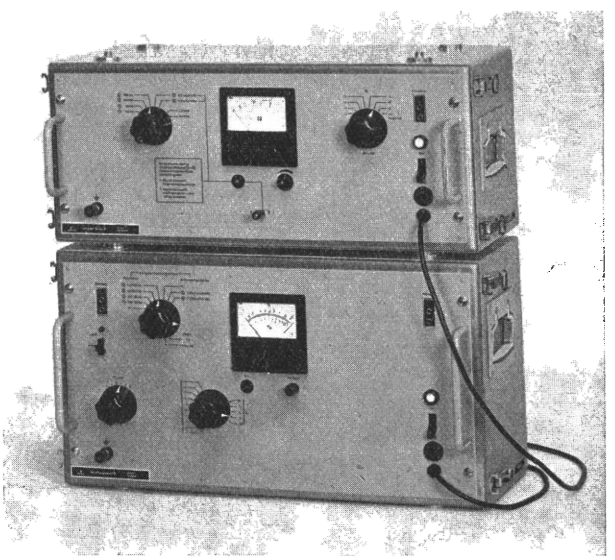


Bild 7. Ansicht des „Nichtlinearitätsmeßplatzes für Rf-Leitungen" (Rel 3 W 39 + Rel 3 F 49)

F. Einige Betrachtungen über die Anwendung des Meßplatzes

Der Meßplatz wurde hauptsächlich entwickelt für die Prüfung von niederfrequenten Rundfunkübertragungssystemen und deren einzelnen Übertragungsgliedern. Eingeschlossen sind dabei auch jene Trägerfrequenz- oder Funkübertragungssysteme für Rundfunk, die üblicherweise einen niederfrequenten Ein- und Ausgang aufweisen. Über Kontroll-Demodulatoren — die z. B. vielfach für die Betriebsüberwachung vorhanden sind — kann die Nichtlinearität aber auch an hochfrequenten Durchschaltpunkten geprüft werden.

Darüber, welche Werte bei der Klirrfaktormessung zulässig sind, hat man bereits hinreichende Kenntnisse. Für die Doppeltonmessung liegen jedoch nur wenige Angaben vor, die darüber hinaus wegen des unterschiedlichen Frequenzabstandes nicht ohne weiteres vergleichbar sind [4, 6 a]. Zu allgemein gültigen Werten wird man erst gelangen können, wenn das Meßverfahren auf internationaler Basis festgelegt ist *).

Die vorhandenen Meßmöglichkeiten ergeben unseres Erachtens bei nieder- und trägerfrequenten sowie bei über Richtfunkverbindungen geführten Rf-Übertragungswegen ein gutes Bild der Nichtlinearitäten im ganzen Übertragungsbereich. Dabei gewährleistet die selektive Messung auch bei stark mit Geräusch behafteten Stromkreisen brauchbare Ergebnisse. Die v_3-Messung (z. T. auch k_3) erlaubt die Eingrenzung zu stark klirrender Verstärker; mit Hilfe erhöhter Pegel kann man dabei auch prüfen, ob der betreffende Übertragungsweg noch genügend Aussteuerungsreserve (bis zur nächsten Messung) besitzt. Das Klirrprodukt v_3 ist dazu deshalb besonders geeignet, weil es unabhängig vom Phasengang ist (der unter Umständen etwas von der Aussteuerung abhängt). Die Beaufschlagung des Systems mit hohen Grundtönen wirkt dabei wie eine „Lupe", da die Rundfunkleitungsverstärker hierbei besonders stark ausgesteuert werden.

Bei Messungen des Verzerrungsfaktors ist es noch wichtiger als bei der Messung des Klirrfaktors, die Frequenzgänge der Übertragungsglieder zu kennen; denn die Größe der wirksamen nichtlinearen Verzerrungen hängt davon ab, ob die linearen Verzerrungen vor oder hinter dem nichtlinearen Glied auftreten. Da in modernen Übertragungswegen entzerrende Verstärker mit großem Frequenzgang oder Glieder mit Preemphasis vorkommen, so erscheint es nützlich, auf die Messung des Differenztonfaktors besonderen Wert zu legen, schon deshalb, weil nicht selten die Differenztöne mehr stören als die erzeugten Obertöne.

*) In der Literatur wird oft die in [7] beschriebene Meßmethode mit einem Frequenzabstand von 30 oder 15 Hz als „CCIF-Verfahren" angegeben. Hierzu wäre zu bemerken:

Das Verfahren stand wohl bei der Tagung der „Commission Mixte" der CCIF/UIR am 2. März 1937 in Berlin, zur Diskussion (Dokument Nr. 11), wurde aber vor dem Krieg nicht mehr zur Empfehlung. Nach dem Krieg wurde die v-Messung in der früheren Form vom CCIF erneut studiert. Aus den in vorliegender Arbeit dargelegten Gründen wurde das damalige Verfahren von der DBP und von S & H aber nicht mehr vertreten. Es wurde das hier beschriebene Verfahren vorgeschlagen. (Vgl. Rotbuch des CCITT 1957 betr. Frage 18, S. 158. Ein weiterer Beitrag der DBP zum Studium der Frage 18, betr. Meßverfahren und Meßergebnisse, ist beim CCITT eingereicht worden.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *E. A. Pavel:* Moderne Rundfunkleitungen nach den CCIF-Empfehlungen. FTZ 4 (1951), Heft 4, S. 150—157.

[2 a] *R. Feldtkeller:* Die Hörbarkeit nichtlinearer Verzerrungen bei der Übertragung musikalischer Zweiklänge. Acustica 2 (1952), Beiheft 3, AB 117.

[2 b] *G. Haar:* Die Störfähigkeit quadratischer und kubischer Verzerrungen bei der Übertragung von Musik. Frequenz 6 (1952), Nr. 7, S. 199—206.

[2 c] *G. Gässler:* Die Grenzen der Hörbarkeit nichtlinearer Verzerrungen bei der Übertragung von Instrumentenklängen. Frequenz 9 (1955), Nr. 1, S. 15—25.

[3 a] *H. F. Olson:* Elements of Acustical Engineering. 1947, S. 488—491.

[3 b] *D. E. L. Shorter:* The Influence of High-Order Products in Non-Linear Distortion. Electronic Eng. 22 (April 1950), S. 152—153.

[4] *E. A. Pavel:* Übertragungseigenschaften niederfrequenter Rundfunkleitungen in den deutschen Trägerfrequenz-Fernkabeln. FTZ 8 (1955), Heft 8, S. 455—461.

[5 a] *A. P. G. Peterson:* The Measurement of Non-Linear Distortion. Technical Publication B-3, General Radio Company (1949), Märzheft.

[5 b] *E. Belger:* Über die Messung und Bewertung von nichtlinearen Verzerrungen. Techn. Hausmitteilungen d. NWDR 3 (1951), Nr. 1/2, S. 15—23.

[5 c] CCITT: Rotbuch 1957, Bd. I, S. 152, Frage 18.

[5 d] *A. Darrée:* Methoden zur Messung nichtlinearer Verzerrungen im Tonfrequenzgebiet. Frequenz 9 (1955), H. 3 und 4.

[6 a] *E. A. Pavel* und *H. von Schau:* Untersuchungen an einer Rundfunkleitung auf unbespulten Sternvierern. FTZ 5 (1952), Heft 12, S. 551—562.

[6 b] *R. A. Brockband* und *C. A. Wass:* Non-Linear Distortion in Transmission Systems. I. I. E. E. 92III (1945), S. 45—56.

[7 a] *E. Freystedt* und *W. Langsdorff:* Verzerrungsmeßplatz für Rundfunkleitungen. TFT 25 (1936), Heft 4, S. 79—84.

[7 b] *H. G. Thilo* und *H. Koschel:* Die Wirkungsweise des Verzerrungsmeßplatzes für Rundfunkleitungen. Siemens-Zeitschr. 1938, Nr. 6, S. 273—279.

[8 a] *L. Fenyö* und *H. Hoffmann:* Messung und Betriebsüberwachung an Rundfunkfernleitungsnetzen. TFT 1931, Nr. 7, S. 205—219.

[8 b] *L. Fenyö:* Die Anwendungsgebiete des Pegelschreibers in der Fernmeldetechnik. TFT 1933, Heft 1, S. 3—13 und Heft 2, S. 36—43.

[9] *H. Griem* und *W. Zerbel:* Planung eines neuen deutschen Trägerfrequenz-Fernkabelnetzes für den Weitverkehr. FTZ 3 (1949), S. 73—81.

[10] *E. A. Pavel* und *H. K. Liersch:* Neue Kontroll- und Meßeinrichtungen für die Rundfunk-Verstärkerämter der Deutschen Bundespost. FTZ 5 (1951), S. 513—518.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 6, JUNI 1959

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Messungen der statistischen Verteilung des Sprachvolumens in Fernsprechkanälen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt und dem Zentral-Laboratorium der Siemens & Halske AG München

Von **K. Braun** und **W. Schöbel**

Mit 9 Bildern

DK 621.395.74.003

Einleitung

Die statistische Verteilung des Sprachvolumens war Gegenstand einer Frage des CCIF an die Fernsprechverwaltungen der einzelnen Länder. Die hier vorliegende Arbeit gab die Unterlagen für die Antwort der deutschen Verwaltung. Im Annex des Dokumentes CCITT-67 (Documentation de la puissance moyenne des courants vocaux transmis sur les circuits telephoniques internationaux) sind die Beiträge weiterer Verwaltungen zusammengestellt.

Die Größe der Sprachleistungen, die von den Fernsprechteilnehmern durch ihre Fernsprechapparate auf den Anfang einer Fernleitung gegeben werden, interessiert für die Bemessung von Verstärkern, die diese Leistung oder, bei Trägerfrequenzsystemen, eine Vielzahl solcher Leistungen gleichzeitig verstärken sollen. In Vielbandverstärkern werden jedoch nicht nur Sprache, sondern auch Rundfunk, Wechselstromtelegraphie, Ruf- und Hörzeichen, Pilot- und Meßfrequenzen und Trägerreste gleichzeitig übertragen, deren Leistung ebenfalls berücksichtigt werden muß, wenn man die Gesamtbelastung eines Vielbandverstärkers erfassen will.

Zweck der Untersuchungen war, die während des Gesprächszustandes einer Fernsprech-Fernverbindung in einer Gesprächsrichtung zu erwartende Sprachleistung zu finden. Sie setzt sich zusammen aus der Sprachleistung des Teilnehmers, dessen Gesprächsrichtung untersucht werden soll, und der Sprachleistung des Gesprächspartners, die als Echo über die Amtsgabelschaltung in die zu untersuchende Gesprächsrichtung fließt. Die Zeiten, während deren die eine oder die andere Leistung auf der Leitung übertragen wird, werden im Mittel über viele Gespräche gleich groß sein. Dagegen wird die Größe der Echoleistung in den meisten Fällen geringer sein als die des direkt sprechenden Teilnehmers. Die umgekehrten Fälle treten auf, wenn der direkt sprechende Teilnehmer über eine hohe Anschlußdämpfung besonders leise spricht, und sein Partner mit kleiner Anschlußdämpfung die Gegenrede laut führt.

Die Kenntnis der Leistungsverteilung oder zumindest der mittleren Leistung mit der zugehörigen Streuung der Sprache ist eine notwendige Voraussetzung für die Festlegung der Aussteuerungsgrenze und die Linearität von Vielbandverstärkern.

Damit man die ausgeführten Sprachleistungsmessungen richtig beurteilen und mit an anderer Stelle, anderen Meßgeräten und nach verschiedenen Methoden gewonnenen Ergebnissen vergleichen kann, werden zunächst in den folgenden Abschnitten die einzelnen Bedingungen, unter denen gemessen wurde, erläutert.

1. Meßort und untersuchter Teilnehmerkreis

Die Messungen wurden im Trägerfrequenzamt München im Mai 1955 auf einem Kanal des V 60-Systems München—Frankfurt/M durchgeführt. Die Teilnehmer, die sich durch Selbstwahl auf diesen Kanal aufschalten konnten, waren alle Teilnehmer des Ortsnetzes von München. Die angerufenen Teilnehmer gehörten praktisch alle zum Ortsnetz Frankfurt. Es wurden also nur die Sprachleistungen am relativen Pegel Null (Fernamtsklinke) von Teilnehmern eines verdeckten Endamtes untersucht, nicht Teilnehmer, die aus dem Bezirksnetz über Hauptamt und Knotenamt geschaltet werden.

Im März 1955 waren von der Deutschen Bundespost mit Unterstützung der Mix & Genest-Werke in Stuttgart Messungen an einer ankommend betriebenen Leitung München—Stuttgart durchgeführt worden. Die Verbindungen betrafen vorwiegend den Kernbezirk von Stuttgart. Verbindungen mit langen Endamts- und Anschlußleitungen kamen kaum vor. Die Ergebnisse dieser Messungen sind zum Vergleich angegeben.

2. Meßmethode

Es wurden Momentanwerte der Zeigerausschläge verschiedener parallel angeschalteter Meßinstrumente in regelmäßigen Zeitabständen auf einem Filmband festgehalten.

Auf Bild 1 ist der Verbindungsaufbau mit Anschluß der gesamten Meßapparatur gezeigt. Man sieht darin den Verbindungsaufbau der sprechenden Teilnehmer über Wähler, Gabel, Echosperre, Tonwahleinrichtung (TW) und V 60-Endamt (TF). (Echosperre und Tonwahleinrichtung sind speziell für diesen Versuch vorgesehen worden.) Die Meßgeräte werden am relativen Pegel — 2,0 N des tonfrequenten Einganges eines V 60-Kanales über einen Anschaltverstärker und eine Kontaktmaschine angeschaltet. Die Kontakte lösen alle 10 s einen Elektronenblitz und einen Kameraverschluß aus, wodurch auf dem Film die Zeigerstellungen der verschiedenen Instrumente und die Kennzeichen von zusätzlichen Informationen wie Zeit, fortlaufende Gesprächsnummer und Meßbereiche festgehalten werden konnten. Ein Beispiel einer solchen Aufnahme zeigt Bild 2.

Damit die Kontaktmaschine nur während eines Gesprächszustandes in Tätigkeit tritt, ist eine Relaisschaltung zusätzlich eingebaut. Sie spricht an, wenn der angerufene Teilnehmer in Frankfurt seinen Handapparat abhebt (Meldeimpuls) und fällt wieder ab, wenn das Gespräch durch Auflegen des rufenden Teilnehmers beendet ist (Schlußzeichen). Die entsprechenden Kennzeichen dafür werden dem Tonwahlgestell entnommen. Somit konnten das Fernsprechgeheimnis und die vollkommene Objektivität der Meßpunkte gesichert werden.

Am Ausgang der Kontaktmaschine liegt die Sammelschiene für sieben Meßgeräte. Wegen des zu erwartenden großen Amplitudenbereiches während der Messung sind allein für den Geräuschspannungszeiger drei Geräte in drei verschiedenen Empfindlichkeitsbereichen und für das Thermokreuz zwei Geräte aufgestellt. Die Empfindlichkeit des Volumenmessers wird von Hand gegebenenfalls nachgeregelt, der Rundfunkaussteuerungsmesser

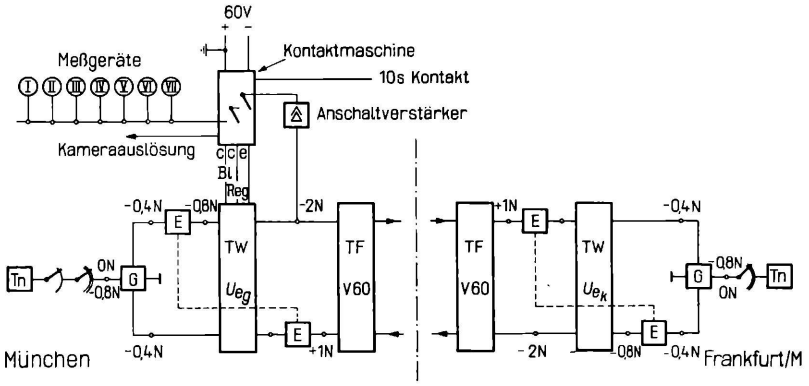


Bild 1. Verbindungsaufbau mit Anschluß der Meßgeräte

I Geräuschspannungsmesser	Bereich	100 mV
II Geräuschspannungsmesser	Bereich	500 mV
III Geräuschspannungsmesser	Bereich	2 000 mV
IV Thermokreuz I	Bereich	90 µW
V Thermokreuz II	Bereich	1 000 µW
VI Volumenmesser	Bereich	5 000 µW
VII Rundfunk-Aussteuerungsmesser	Bereich	50 000 µW

reicht für den gesamten Bereich der vorkommenden Sprachspannungen aus.

Auf den Vierdrahtpunkt — 2,0 N/600 Ω gelangen im Betrieb sowohl die Sprachspannungen des Münchener Teilnehmers als auch die Echospannungen des Frankfurter Teilnehmers über die dem Münchener Trägerfrequenzkanal zugeordnete Gabel. Die Verbindung wurde mit schaltbaren Echosperren ausgerüstet, damit sowohl die gesamten Sprachleistungen (einschließlich der Echos des Sprachpartners) als auch die Sprachleistung des Münchener Sprechers allein empfangen wurde. Die Echodämpfung ist dabei auf 5 N eingestellt.

Bei den Messungen in Stuttgart wurde auf der Vierdrahtseite abgehend am relativen Pegel — 0,45 N und auf der Zweidrahtseite am relativen Pegel — 0,2 N gemessen. Bei der Messung auf der Vierdrahtseite wurden im wesentlichen nur die Sprachspannungen der Stuttgarter Teilnehmer erfaßt; die Echospannungen der Münchener Teilnehmer wurden durch die Gabelschaltung stark gedämpft. Bei der Messung auf der Zweidrahtseite wurden die Sprachspannungen beider Teilnehmer an einem Punkt gleichen relativen Pegels erfaßt, was durch Einschaltung einer Verlängerungsleitung in die Zweidrahtseite erreicht wurde. Es wurden also die Sprachspannungen von beiden Teilnehmern zusammen gemessen. Will man die Sprechleistung eines Teilnehmers erhalten, so muß man die Werte um 3 dB reduzieren.

3. Meßgeräte

Für die Bestimmung der Sprachleistungs-Mittelwerte wurden drei Gerätetypen mit verschiedenen Integrationszeiten verwendet.

1. Ein Thermokreuz, das zusammen mit dem Gleichstrominstrument eine Integrationszeit von 3 s hat.
2. Der CCI-mäßige Geräuschspannungsmesser der Siemens & Halske AG ohne Bewertungsfilter mit einer Integrationszeit von 200 ms und einem Kennlinienexponent von 2 (quadratische Kennlinie).
3. Der amerikanische VU-Messer (Volume Indicator) Typ 754 B mit 300 ms Integrationszeit und Kennlinienexponent 1,2.

Für die Bestimmung des Sprachleistungs-Höchstwertes wurde der Rundfunk-Aussteuerungsmesser mit einer Integrationszeit von 10 ms und einem Kennlinienexponent von 1 verwendet. In Tafel 1 sind die jeweiligen Empfindlichkeitsbereiche für die verwendeten Meßgeräte angegeben.

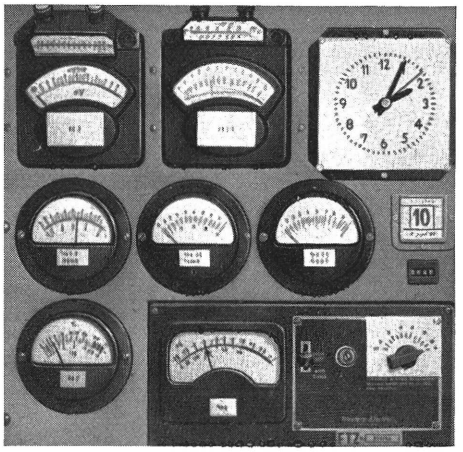


Bild 2. Instrumentenanordnung

Tafel 1. Zur Bestimmung der Sprachleistung verwendete Meßgeräte

Meßgerät	Empfindlichkeitsbereich
1. Thermokreuz I[1]	2,5 bis 90 µW
Thermokreuz II	25 „ 1000 µW
2. Geräuschspannungsmesser I	0,7 „ 17 µW
Geräuschspannungsmesser II	17 „ 400 µW
Geräuschspannungsmesser III	270 „ 6700 µW
3. Volumenmesser	
Skalenbereich	10 „ 2000 µW
Gesamtbereich mit Regler	0,16 „ 5000 µW
4. Rundfunk-Aussteuerungsmesser	0,1 „ 50000 µW

Die Zeigerinstrumente dieser Meßgeräte wurden zusammen mit einer Synchronuhr, einem Gesprächszähler und einem Kalenderblatt auf einer Platte montiert (Bild 2), über der eine Kamera und ein Elektronenblitzgerät angeordnet waren.

Bei den Messungen in Stuttgart wurden zur Anzeige derselbe Volumenmesser und ein Rundfunk-Aussteuerungsmesser mit Lichtpunkt-Linienschreiber verwendet. Die Anzeige des Volumenmessers wurde alle 5 s photographiert.

4. Die Registrierungen und ihre Umsetzung in Meßprotokolle

Es wurden ohne Echosperren 157 Gespräche mit 3252 Einzelaufnahmen und mit Echosperre 87 Gespräche mit 1990 Einzelaufnahmen beobachtet. Die Nettomeßzeit für die erste Reihe betrug 9,7 Stunden und für die zweite Reihe 6,2 Stunden. Da alle Messungen während der Hauptbetriebsstunden vorgenommen wurden, war der zeitliche Wirkungsgrad verhältnismäßig hoch, nämlich 40 %.

Die im Film festgehaltenen Skalenwerte der Zeigerausschläge, Uhrzeiten und Gesprächsnummern wurden dann auf Lochkarten übertragen und alle Umrechnungen in Mikrowatt sowie die Ordnung der Einzelwerte nach ihrer Größe und die Bildung von quadratischen Mittelwerten maschinell vorgenommen.

[1]) Die Thermokreuze wurden durch geeignet bemessene Begrenzer vor Überlastung geschützt.

Bei den Messungen in Stuttgart wurden an der Vierdrahtseite 4000 Meßpunkte und an der Zweidrahtseite 8000 Meßpunkte aufgenommen.

5. Ergebnisse

Im folgenden sind nun die Ergebnisse wiedergegeben, die mit den Teilnehmern des Münchener Ortsnetzes nach den vorher beschriebenen Meßmethoden ermittelt worden sind.

a) Messungen mit Echo

Betrachtet seien zunächst die Ergebnisse aus den Messungen mit Thermokreuz und Geräuschspannungsmesser, bei denen die Einschwingzeiten jeweils gleich den Ausschwingzeiten und die Kennlinienexponenten gleich groß, nämlich 2, sind. Aus ihnen müßte sich auch die gleiche mittlere Sprachleistung ergeben. Die einer log-normalen Häufigkeitsverteilung entsprechende Streuung der Einzelwerte sollte dann nur von der jeweiligen

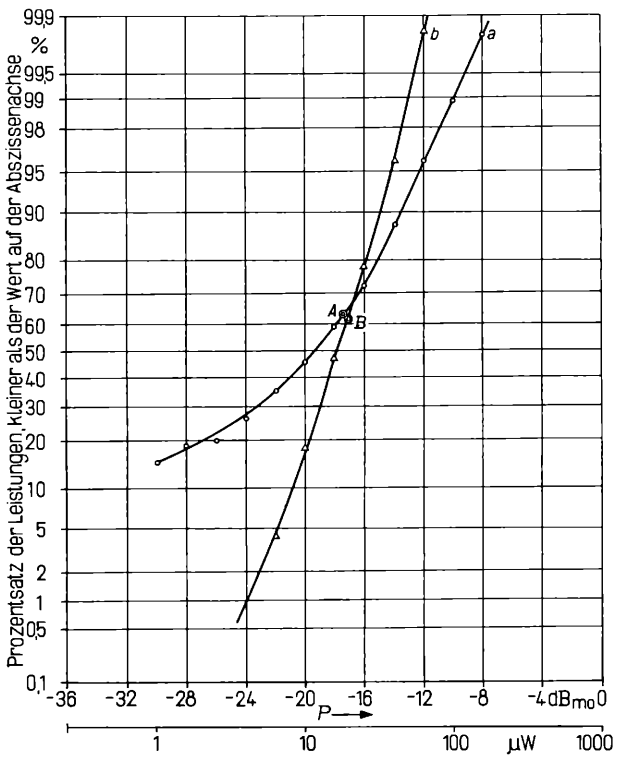


Bild 3. Summenhäufigkeit der Sprechleistungen einschließlich Echo am relativen Pegel Null, gemessen mit Thermokreuz
a) Einzelwerte in 10-s-Abständen über 157 Gespräche ermittelt
A. Mittelwert zu a): P_m = 18,8 µW
Streuung zu a): σ = 4,8 dB
b) Mittelwerte von einzelnen Gesprächen mit mehr als 3,3 min Dauer
B. Mittelwert zu b): P_m = 19,4 µW
Streuung zu b): σ = 2,3 dB

Zeitkonstante des Meßgerätes abhängig sein. In Bild 3 und 4 sind die Summenhäufigkeit der 3252 Einzelwerte mit Echo und die Summenhäufigkeit der Leistungsmittelwerte von 52 Gesprächen, die länger als 200 s (3,3 Minuten mit je 20 Meßpunkten in 10 Sekunden Abstand) dauerten, aufgetragen. Die entsprechende Häufigkeitskurve für alle 157 Gespräche mit Echo ist auch ausgerechnet worden, sie weicht von den aufgetragenen Kurven nur unwesentlich ab. Es erscheint uns jedoch die Auswahl der Gespräche mit mehr als 20 Meßpunkten noch sicherer. Wie zu erwarten, findet man sehr gute Übereinstimmung der Mittelwerte, die in Tafel 2 wiedergegeben sind.

Tafel 2. Mittelwerte der Sprachleistungen mit Echo

Instrument	Mittelwert von 52 Gesprächsmittelwerten	Mittelwert von 3252 Einzelmessungen
Thermokreuz	19,4 µW	18,8 µW
Geräuschspannungmesser ..	19,34 µW	19,4 µW

Die Streuungen σ für die Mittelwerte $\bar{P}$ der Leistungspegel P der Gespräche betragen für die Messungen mit Thermokreuz σ = 2,3 dB, für diejenigen mit Geräuschspannungsmesser σ = 3,5 dB. Dabei ist:

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (P - \bar{P})^2 \, f(P) \, dP,$$

wobei P und $\bar{P}$ ausgedrückt sind in dB, bezogen auf 1 mW am relativen Pegel Null und $f(P)$ die Verteilungsdichte von P bedeutet.

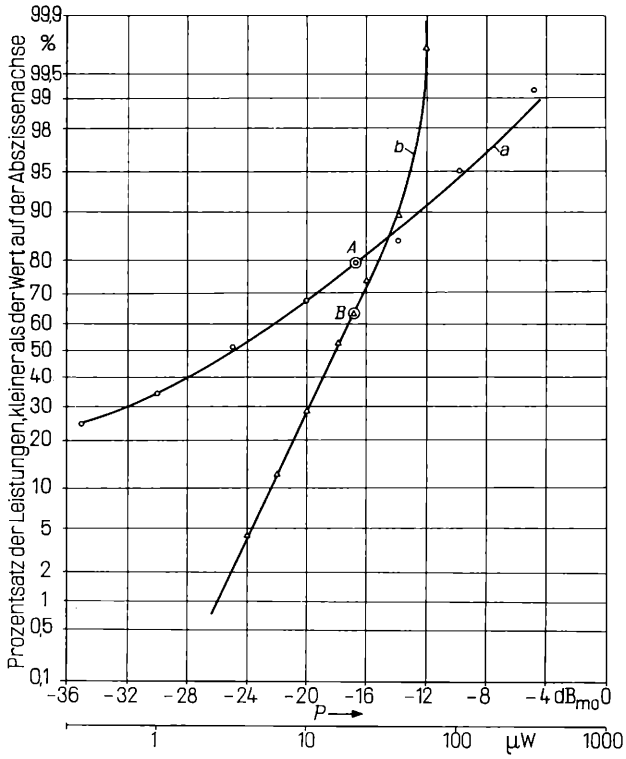


Bild 4. Summenhäufigkeit der Sprechleistungen einschließlich Echo am relativen Pegel Null, gemessen mit Geräuschspannungsmesser
a) Einzelwerte in 10-s-Abständen über 157 Gespräche ermittelt
A. Mittelwert zu a): P_m = 19,4 µW
Streuung zu a): σ = 10 dB
b) Mittelwerte von einzelnen Gesprächen mit mehr als 3,3 min Dauer
B. Mittelwert zu b): P_m = 19,34 µW
Streuung zu b): σ = 3,5 dB

Die Messungen mit dem Volumenmesser, dessen Kennlinienexponent 1,2 ist, sind in Bild 5 aufgetragen und zeigen kleinere Mittelwerte:

	Mittelwert aus 52 Gesprächsmittelwerten	Mittelwert aus 3252 Einzelmessungen
Volumenmesser	15,9 µW	16,6 µW

Die Streuung für die Mittelwerte der Gespräche beträgt hierbei σ = 3,1 dB.

Thermokreuz und Geräuschspannungsmesser ergaben gute Übereinstimmung.

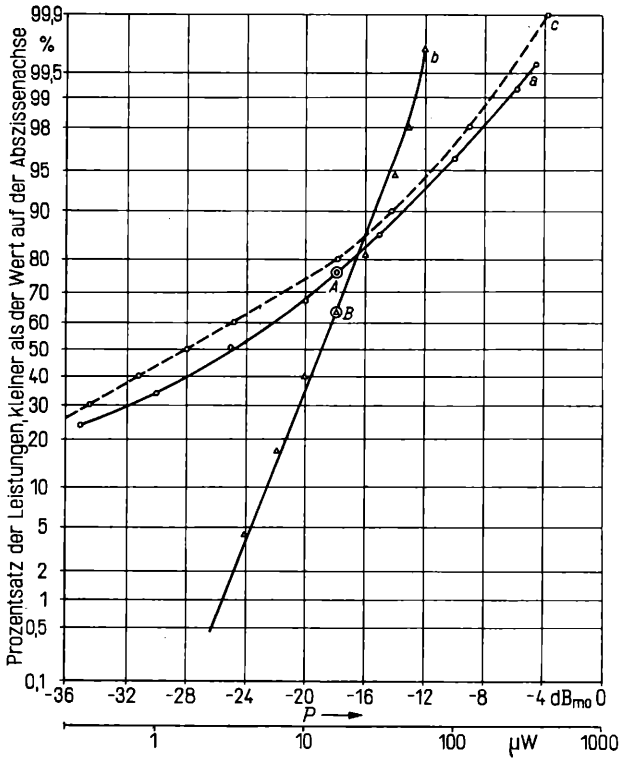


Bild 5. Summenhäufigkeit der Sprechleistungen einschließlich Echo am relativen Pegel Null, gemessen mit Volumenmesser
a) Einzelwerte in 10-s-Abständen über 157 Gespräche ermittelt
A. Mittelwert zu a): P_m = 16,6 µW
Streuung zu a): σ = 9 dB
b) Mittelwerte von einzelnen Gesprächen mit mehr als 3,3 min Dauer
B. Mittelwert zu b): P_m = 15,9 µW
Streuung zu b): σ = 3,1 dB
c) Einzelwerte der Messungen in Stuttgart

Da das Thermokreuz mit Sicherheit rein quadratisch anzeigt, sind dessen Werte als die wichtigeren anzusehen; die Meßwerte des Geräuschspannungsmessers werden im folgenden nicht mehr aufgeführt.
Die Ergebnisse der Messungen an der Vierdrahtseite in Stuttgart sind als Kurve c in dem Bild 5 eingetragen. Der Verlauf der Kurve c stimmt gut mit dem Verlauf der Kurve a überein. Dies ist verständlich, weil bei beiden Kurven die Einzelwerte zugrunde gelegt wurden. Der Unterschied der beiden Kurven ist in ihrem mittleren Verlauf kleiner als 1 dB.

b) Messungen ohne Echo

In Tafel 3 und in den Bildern 6 und 7 sind die Ergebnisse der Meßreihe ohne Echo des Gesprächspartners mit dem Thermokreuz und Volumenmesser aufgetragen. Sie sind aus Einzelmessungen und 37 länger als 200 s dauernden Gesprächen ermittelt.

Tafel 3. Mittelwerte der Sprachleistungen ohne Echo

	Mittelwert	
	aus 37 Gesprächsmittelwerten	aus 1990 Einzelmessungen
Thermokreuz	14,7 µW	14,8 µW
Volumenmesser	14,5 µW	15,6 µW

Die Streuungen für die Mittelwerte der Gespräche betragen bei der Messung mit Thermokreuz σ = 4,3 dB und mit Volumenmesser σ = 7,2 dB.
Die Streuungen sind ohne Echo größer als mit Echo, weil hier nur eine Richtung zur Wirkung kommt. Daß für

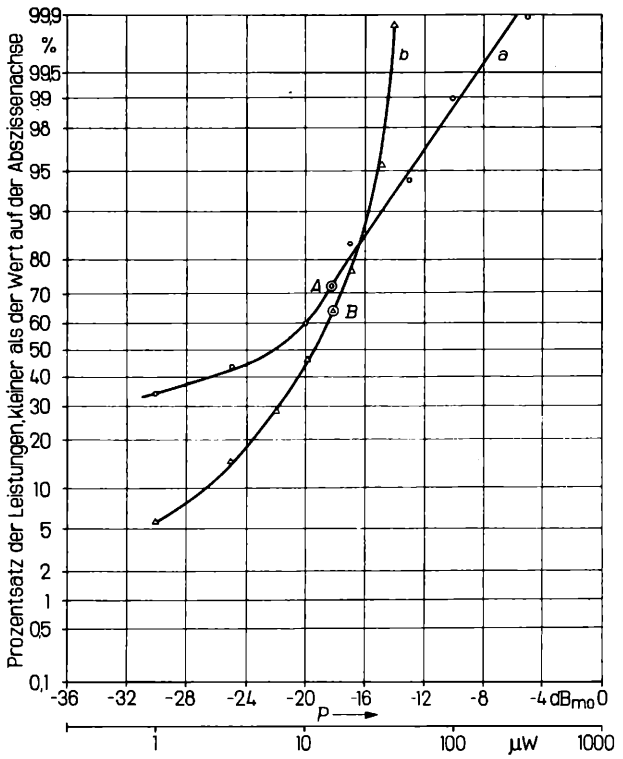


Bild 6. Summenhäufigkeit der Sprechleistungen ohne Echo am relativen Pegel Null, gemessen mit Thermokreuz
a) Einzelwerte in 10-s-Abständen über 87 Gespräche ermittelt
A. Mittelwert zu a): P_m = 14,8 µW Streuung zu a): σ = 6 dB
b) Mittelwerte von einzelnen Gesprächen mit mehr als 3,3 min Dauer
B. Mittelwert zu b): P_m = 14,7 µW Streuung zu b): σ = 4,3 dB

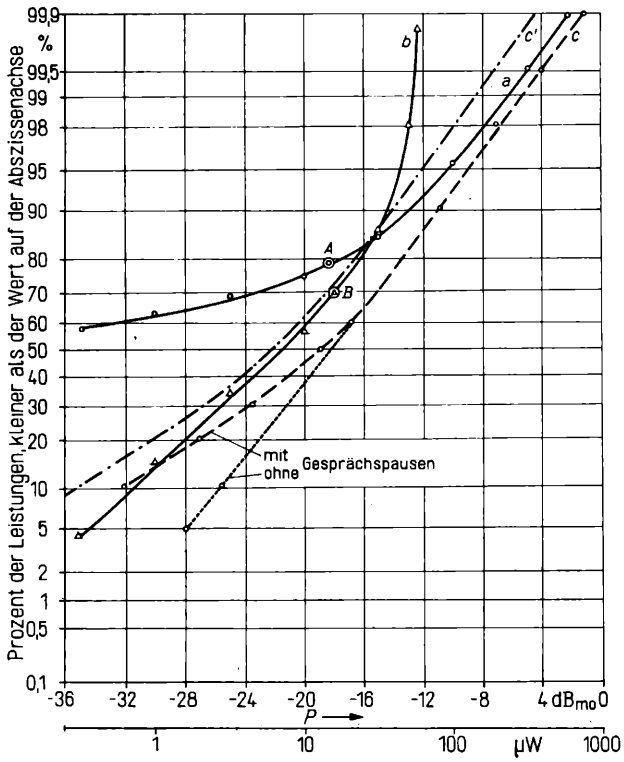


Bild 7. Summenhäufigkeit der Sprechleistungen ohne Echo am relativen Pegel Null, gemessen mit Volumenmesser
a) Einzelwerte in 10-s-Abständen über 87 Gespräche ermittelt
A. Mittelwert zu a): P_m = 14,5 µW
b) Mittelwerte von einzelnen Gesprächen mit mehr als 3,3 min Dauer
B. Mittelwert zu b): P_m = 15,6 µW Streuung zu b): σ = 7,2 dB
c) Von beiden Teilnehmern zusammen erzeugtes Volumen (Einzelwerte Stuttgart)
c') Auf einen Teilnehmer reduziertes Volumen

die Einzelmessungen ohne Echo für den Volumenmesser in mehr als 50 % der Fälle praktisch keine Leistung angezeigt wird, ist zu erwarten, daß es Zeiten gibt, in denen keiner der Teilnehmer spricht; die Beobachtung, daß beim Thermokreuz wesentlich weniger häufig Nullablesungen vorkommen, dürfte durch seine gegenüber der mittleren Wortdauer große Zeitkonstante (3 s) begründet sein.

Wenn man annimmt, daß in Frankfurt im Mittel ebenso laut gesprochen wurde wie in München, dann kann man aus den mittleren Leistungen ohne und mit Echo auf den mittleren Reflexionsfaktor r zwischen der verwendeten Gabelschaltung und der ständig wechselnden Zweidrahtleitung zum Teilnehmer schließen.

Aus der Messung mit Thermokreuz ergibt sich:

$$r = \sqrt{\frac{P_{mE} - P_{0E}}{P_{0E}}},$$

P_{mE} = mittlere Leistung mit Echo

P_{0E} = mittlere Leistung ohne Echo

$$r = \sqrt{\frac{19{,}4 - 14{,}7}{14{,}7}} = 0{,}565,$$

was einer Reflexionsdämpfung von 5 dB entspricht.

Zum Vergleich zeigt die Kurve c in dem Bild 7 die Ergebnisse der Messungen an der Zweidrahtseite in Stuttgart, wobei das Volumen für beide Teilnehmer gemeinsam am gleichen relativen Pegel erfaßt wurde. Man erhält die Kurve c' für einen Teilnehmer, wenn man die Werte der Kurve c um 3 dB reduziert. Eliminiert man aus der Kurve c noch die Gesprächspausen, so erhält man praktisch eine Gerade.

In Bild 8 sind die mit dem Rundfunk-Austeuerungsmesser gewonnenen Maximalwerte je Gespräch aufgezeichnet. Da dieses Meßgerät wohl eine kurze Einschwingzeit (10 ms), jedoch eine sehr große Abklingzeit (2 s) besitzt, hat eine Häufigkeitskurve über die Einzelmessungen keinen Sinn. Hier wurden alle Gespräche ausgewertet, die länger als 100 s dauerten, so daß immer mindestens von 10 Ablesungen der höchste Wert verwendet werden konnte. Die Auswertung erstreckt sich dabei über 179 Gespräche. Man erhält hier einen Mittelwert von 500 mV mit einer Streuung von $\sigma = 5$ dB. Die höchste Spannungsspitze, die während der Messung auftrat, betrug 2,1 V, an 600 Ω bezogen auf den Pegel Null. Zum Vergleich sind in Bild 8 die Ergebnisse der Messungen mit dem Rundfunk-Aussteuerungsmesser in Stuttgart eingezeichnet. Die Kurve b zeigt die Ergebnisse der Messungen an der Vierdrahtseite, wobei im wesentlichen die Spitzenspannungen der Teilnehmer in Stuttgart erfaßt wurden. Die Kurve d stellt die Ergebnisse der Messungen an der Zweidrahtseite dar, wobei die Spitzenspannungen von beiden Teilnehmern gemeinsam am gleichen relativen Pegel gemessen wurden. Eliminiert man noch die Gesprächspausen, so erhält man praktisch bis zu 99 % eine Gerade. Zum Vergleich sind noch die mit dem Volumenmesser ermittelten Werte der Gerade c aus Bild 7 eingetragen. Die Geraden c und d verlaufen nahezu parallel in einem Abstand von 14 dB. Die Spitzenwerte sind also um 14 dB größer als die mit dem Volumenmesser ermittelten Werte. Ferner kann man aus dem Verlauf der Kurve d schließen, daß sie sich nach oben einem Grenzwert von etwa + 10 dB nähert, was den überhaupt größtmöglichen Wert in weniger als 1 ‰ der Fälle darstellt.

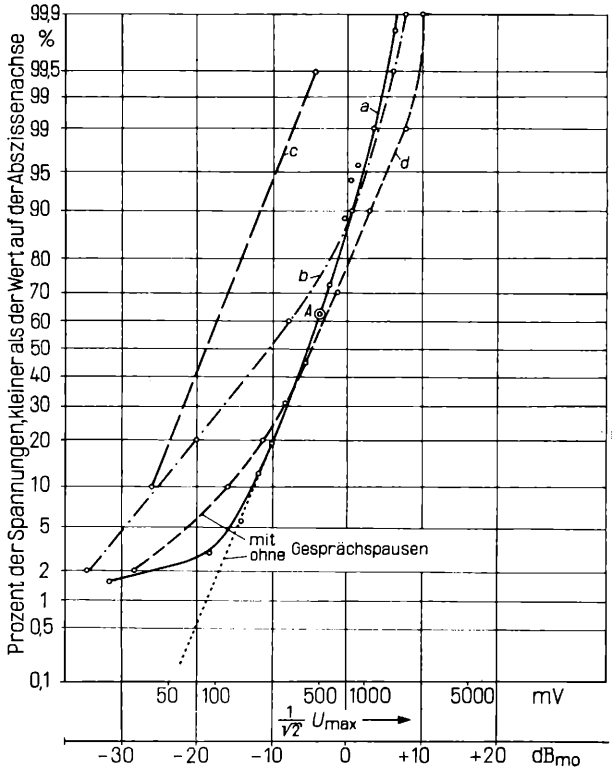


Bild 8.

a) Summenhäufigkeit der Maximalwerte der Spannung je Gespräch am relativen Pegel Null, dessen Dauer länger als 100 s war, über 179 Gespräche ermittelt, gemessen mit dem Rundfunk-Austeuerungsmesser

A. Mittelwert zu a): ~ 500 mV

$\sigma \approx$ 5 dB

b) Einzelwerte der Spitzenspannung einschließlich Echo (Messung Stuttgart)

c) Von beiden Teilnehmern zusammen erzeugtes Volumen (Kurve c aus Bild 7)

d) Von beiden Teilnehmern zusammen erzeugte Sprechspannung (Einzelwerte Stuttgart)

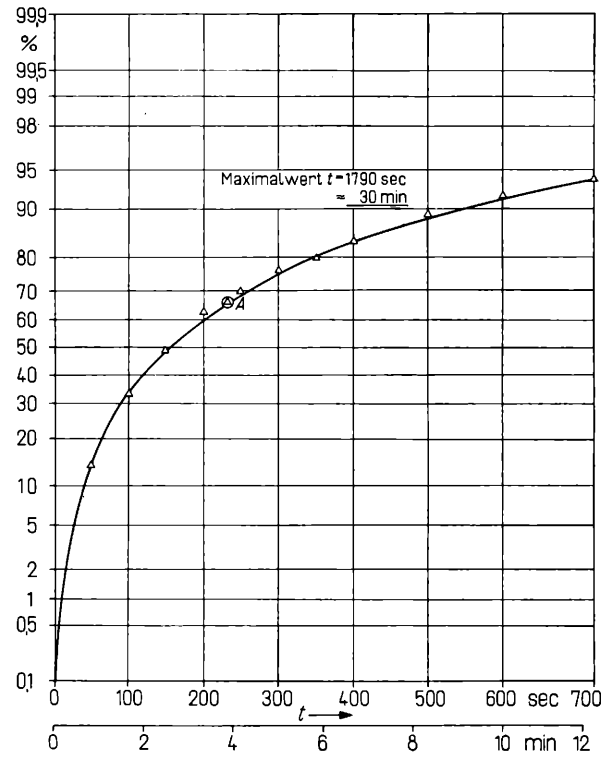


Bild 9. Summenhäufigkeit der Gesprächsdauern aus 244 Gesprächen
A. Mittelwert t = 231,5 s = 3,85 min

Zum Schluß ist noch in Bild 9 ein Ergebnis dargestellt, das nebenbei mit abfiel. Es wird die Summenhäufigkeit der Gesprächsdauern während der Beobachtungszeit gezeigt. Danach erhält man einen Mittelwert der Gesprächsdauer von 3,85 Minuten.

6. Vergleich der Meßergebnisse

Die mittlere Dauer einer Silbe beträgt etwa 300 ms. Diese Sprachelemente werden also von den Anzeigegeräten erfaßt, die eine entsprechende Integrationszeit haben, wie es beim Volumenmesser und beim Geräuschspannungsmesser der Fall ist.

Vergleicht man die verschiedenen mit dem Volumenmesser aufgenommenen Kurven, so findet man interessante Beziehungen.

Untersucht man während eines Gesprächs nur das in einer Richtung übertragene Sprachvolumen eines Teilnehmers, während durch eine Echosperre das Echo des fernen Teilnehmers unterdrückt wird, so ist bei gleicher Gesprächsbeteiligung beider Teilnehmer in mindestens 50 % der Fälle kein Volumen zu erwarten, weil in den anderen 50 % der Gesprächspartner spricht. Der Ausfall des Volumens ist für einen Teilnehmer tatsächlich größer als 50 %, wie der Verlauf der Kurve a in Bild 7 zeigt, weil noch Pausen im Gespräch auftreten.

Wird das Sprachvolumen beider Teilnehmer gleichzeitig gemessen, so treten nur noch die Pausen während des Gespräches in Erscheinung. Sie liegen, wie die Kurve c in Bild 7 für das Volumen beider Teilnehmer zeigt, zwischen etwa 5 bis 10 %. Eliminiert man die Gesprächspausen, so erhält man eine Gerade. Aus der Neigung der Geraden kann auf die Streuung der Sendebezugsdämpfung der Teilnehmersysteme (Fernsprechapparat + Anschlußleitung) geschlossen werden. Je steiler die Gerade verläuft, um so besser ist der Ausgleich der Sendebezugsdämpfung der Teilnehmersysteme. Die Kurve c in Bild 7 stellt auch die Kurve für das Volumen dar, wenn am Meßpunkt das Volumen des Echos so groß ist wie das direkt aufgenommene Sprachvolumen des nahen Teilnehmers. Bei beliebigem Echo wird daher die Kurve für das Volumen zwischen der Kurve a (kein Echo) in Bild 7 und der Kurve c in Bild 7 verlaufen, wie auch der Verlauf der Kurven a und c in Bild 5 zeigt. Es ist daher möglich, aus dem unteren Verlauf der Kurven mit Echo die Übergangsdämpfung abzuschätzen.

Der Anteil der Echospannungen tritt erst unter 50 % deutlich in Erscheinung. Als Bezugskurve kann die auf einen Teilnehmer reduzierte Kurve c' aus Bild 7 dienen, wobei aber zu berücksichtigen ist, daß für die Echospannungen die Häufigkeit der Kurve c' zu halbieren ist, da die Echospannungen ja höchstens in der Hälfte der Fälle auftreten. Aus dem Unterschied der Kurve c und der berichtigten Kurve c' ergibt sich dann die Übergangsdämpfung der Gabel. Man findet für 20 % und 30 % Häufigkeit 14,5 dB. Dieser Wert stimmt auch gut mit dem Abstand der beiden bei Echo auftretenden Maxima der statistischen Verteilung des Volumens überein, der etwa 15 bis 16 dB beträgt. Damit erhält man eine Fehlerdämpfung von etwa 8 dB.

Das Thermoinstrument hat eine große Integrationszeit (3 s). Es erfaßt daher nicht mehr die einzelnen Silben, sondern bildet schon Mittelwerte über Wörter und Sätze. Auf Grund der Beziehung zwischen der Streuung der Serienmittel und der Streuung der Einzelglieder (Elemente) wäre auf Grund des Verhältnisses der Integrationsdauer eine Verringerung der Streuung auf

$$\frac{1}{\sqrt{3/0{,}3}} \approx \frac{1}{3}$$

der Streuung des Volumenmessers zu erwarten. Auf Grund der Meßergebnisse findet man eine Verringerung der Streuung auf etwa 1/2. Eine weitere Verringerung der Streuung tritt ein, wenn man die Mittelwerte von Gesprächen zugrunde legt.

Der Geräuschspannungsmesser ergibt praktisch dieselbe Streuung wie der Volumenmesser; sie ist etwas größer, was durch die kleinere Integrationsdauer bedingt ist. Hinsichtlich der Integrationsdauer kann daher der Geräuschspannungsmesser ohne Bewertungsfilter den Volumenmesser ersetzen.

Der Rundfunk-Aussteuerungsmesser hat eine sehr kurze Einschwingzeit, aber eine sehr große Abklingzeit. Er erfaßt daher die Spitzenwerte über eine relativ lange Zeit. Infolge der langen Abklingzeit werden alle kleineren Werte, die einer Spitze folgen, verdeckt. Er hat infolge seiner langen Abklingzeit etwa dieselbe Streuung wie ein Thermoinstrument.

Schlußfolgerungen

Nimmt man für das Leistungsmittel der Sprache die Werte aus den Messungen mit Thermokreuz und Geräuschspannungsmesser, so erhält man aus den Messungen während des Belegungszustandes der Leitung für die Sprachleistung, die auf den Sendeteil eines Trägerfrequenz-Endgerätes gelangt, einen Mittelwert von 19,4 µW. Rechnet man damit, daß eine Leitung in der Hauptverkehrsstunde während 45 Minuten belegt ist, so ergibt sich eine mittlere Kanalbelastung von 14,5 µW. Der Maximalwert der Spannung, der dabei auftreten kann, beträgt nach den Messungen mit dem Rundfunk-Aussteuerungsmesser 2,1 V an 600 Ω. Die Streuung des Mittelwertes ist nach der Messung mit dem Geräuschspannungsmesser $\sigma = 3{,}5$ dB und nach dem Thermokreuz $\sigma = 2{,}3$ dB. Der Unterschied läßt sich durch die verschiedenen Streuungen der einzelnen Gesprächsmittelwerte infolge der unterschiedlichen Zeitkonstanten erklären. Mit diesen Werten hat man die Unterlagen für den Beitrag der Sprache zu der gesamten Kanalbelastung. Im Vergleich hierzu liegen Meßwerte der Verwaltungen von den Vereinigten Staaten von Amerika, Frankreich und Großbritannien vor, deren Leistungsmittelwerte zwischen 11,7 µW und 27 µW und deren Streuungen zwischen 4 und 5,6 dB liegen.

Auf Grund dieser Gesamtergebnisse wurde von CCIF empfohlen, für die Dimensionierung von Weitverkehrsgeräten eine mittlere Gesamtleistung für Sprache, Trägerrest und Telegraphiezeichen (wenn anstatt Sprache Telegraphie oder Bildtelegraphie übertragen wird) von 22 µW zugrunde zu legen.

Für die Belastung des Sprechkanals durch Hör- und Wahlzeichen wird eine mittlere Leistung von 10 µW vorgesehen, so daß je Sprechkanal in der Hauptbetriebsstunde mit einer mittleren Gesamtleistung von 32 µW zu rechnen ist.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 6, JUNI 1959

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Versuche zur Verbesserung der Sprachverständlichkeit bei Störgeräuschen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Von **O. Brosze, K. O. Schmidt** und **A. Schmoldt**

Mit 7 Bildern

DK 621.395.82

Es ist allgemein bekannt, daß die Verständlichkeit der Sprache bei Geräuschen, die entweder auf dem Übertragungswege entstehen oder am Wiedergabeort ihren Ursprung haben, verbessert werden kann, wenn in dem Mikrofonverstärker die Frequenzkurve so verzerrt wird, daß die höheren Frequenzen des Sprachbereiches mehr als die tieferen verstärkt werden. Die vorliegende Arbeit untersucht, um wieviel sich die Silbenverständlichkeit verbessert, wenn ein derartig verzerrender Verstärker in die Übertragungsleitung eingeschaltet wird. Da eine Anhebung des höheren Frequenzbereiches eine Sprachvolumen-Vergrößerung bringt und eine Vergrößerung des Abstandes von Nutzpegel und Geräuschpegel an sich schon die Silbenverständlichkeit verbessert, wurde mit Hilfe eines Störgeräusch von 60 dB am Empfangsort oder in der Übertragungsleitung auftritt. In Arbeitsräumen, in denen eine größere Anzahl von Schreibmaschinen, Buchungsmaschinen oder Fernschreibern aufgestellt ist, kann der Geräuschpegel zwischen 70 und 80 dB liegen. Hier bleibt bei einem Nutzpegel von 80 dB nur noch eine Verständlichkeit, die zwischen 53 und 21 % liegt. Die Silbenverständlichkeit wird verbessert, wenn man den Nutzpegel erhöht. Dies ist jedoch oft unmöglich, da den Lautsprecheranlagen gewisse Grenzen gesetzt sind, die sich u. a. aus dem Einsetzen von akustischer Rückkopplung oder aus der Belastbarkeit der Lautsprecher ergeben können. Ähnliches trifft auch beim Fernsprechbetrieb zu, wo man die Lautstärke an der Hörkapsel auch nicht beliebig erhöhen kann.

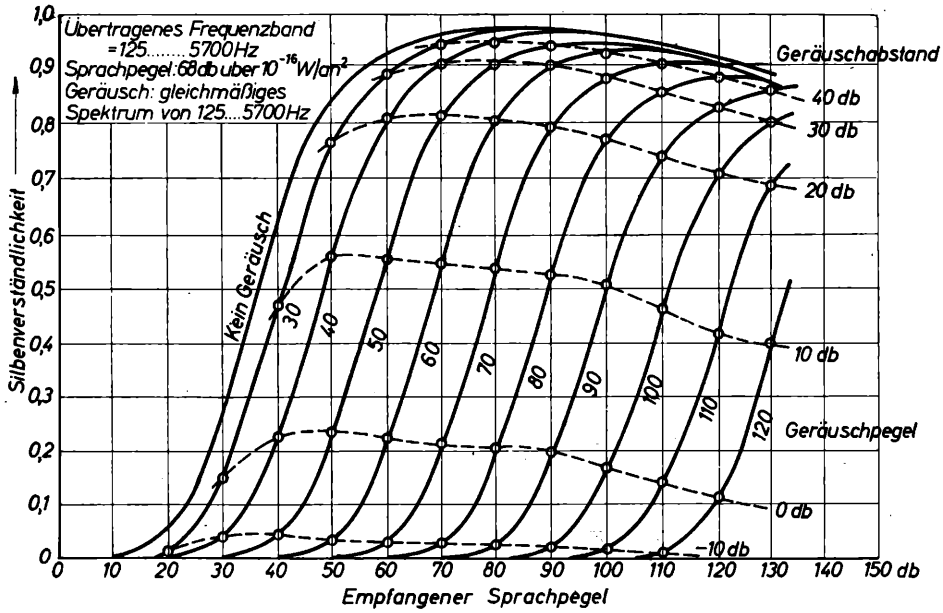


Bild 1. Silbenverständlichkeit in Abhängigkeit von der Lautstärke und dem Geräuschpegel [nach *Fletcher* und *Galt*, J. A. S. A. 22 (1950), S. 144]

Dämpfungsgliedes dafür gesorgt, daß die übertragene Sprachleistung bei Zwischenschaltung des nicht verzerrenden und des verzerrenden Verstärkers gleich groß blieb.

Bei der Sprachwiedergabe durch Lautsprecher oder Lautsprechergruppen in geräuscherfüllten Räumen, z. B. in Packkammern mit Transportbändern, geht die Verständlichkeit je nach Höhe des Geräuschpegels zurück. Dasselbe gilt auch für den Fernsprechbetrieb, wo zusätzlich zu dem Lärm am Empfangsort auch noch das Rauschen hinzukommen kann, das bei Ferngesprächen auf den komplizierten Übertragungsanlagen entstehen kann.

Den Einfluß der Geräusche auf die Silbenverständlichkeit gibt Bild 1 wieder [1]. Z. B. erreicht man bei einem Nutzpegel von 80 dB eine Verständlichkeit von 97 %, wenn kein Geräusch den Hörenden stört. Die Silbenverständlichkeit geht sofort auf 81 % zurück, wenn ein

Um zu untersuchen, wie die Silbenverständlichkeit bei Anwesenheit von Geräuschen am Empfangsort oder auf dem Übertragungsweg durch eine Anhebung des höheren Sprachfrequenzbereiches beeinflußt wird, wurden 60 Textgruppen, die aus je 50 Logatomen bestanden, auf ein Tonband aufgesprochen. Sämtliche Texte, die aus deutschen Sprachlauten bestanden, wurden aus den gleichen 50 Anlauten, 50 Vokalen und 50 Ablauten gebildet und nach einer statistischen Methode zusammengestellt [2]. Hierzu wurden aus je 50 Zetteln, die die einzelnen Anlaute, Vokale und Ablaute enthielten, wahllos je ein Zettel herausgegriffen, und die so entstandenen Logatome auf Karten festgehalten.

Die Logatome wurden auf dem Magnettonband eines Vollspurtonbandgerätes bei einer Bandgeschwindigkeit von 19 cm/sec über ein Neumann-Kondensator-Meßmikrofon aufgezeichnet. Die Frequenzkurve dieser Aufnahmeapparatur hat in dem benutzten Frequenzbereich

nur so kleine Abweichungen, daß sie bei den Messungen keine Rolle spielen.

Diese Methode der Aufzeichnung scheint in unserem Falle sehr günstig, wenn man die Güte verschiedener Anordnungen vergleichen will. Auch hat sie den Vorteil vor anderen Methoden, daß stets ein gleichmäßig guter Sprecher vorhanden ist, und daß nicht alle Teilnehmer des Meßtrupps gleichzeitig anwesend zu sein brauchen. Ferner wird durch Verwendung deutscher Sprachlaute die Übungszeit des Meßtrupps verringert.

Es wurden nun zwei grundsätzliche Untersuchungen durchgeführt.

1. Der Einflußt der Anhebung von 15 dB in einem Übertragungsbereich zwischen 200—4650 Hz bei verschiedenen Geräuschlautstärken.
2. Der Einfluß des Anhebungsgrades (10, 15 und 20 dB) bei einer konstanten Geräuschlautstärke. Hier wurde der Übertragungsbereich, wie es im Fernsprechbetrieb üblich ist, auf 300—3400 Hz begrenzt.

Zu 1.

Der Aufbau dieser Meßeinrichtung ist in Bild 2 dargestellt. Auf das Tonbandgerät folgt ein Bandpaß, der den Übertragungsbereich von 200—4650 Hz begrenzt.

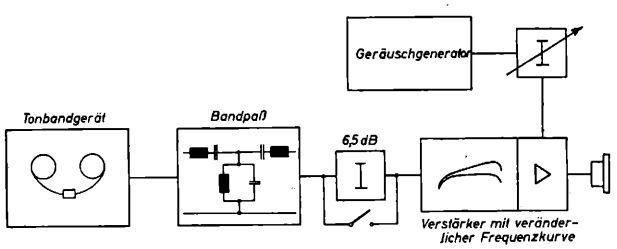


Bild 2. Blockschaltbild der 1. Versuchsapparatur

Nach diesem Bandpaß werden die Sprachfrequenzen durch einen Verstärker verstärkt, dessen Frequenzkurve wahlweise im höheren Frequenzbereich angehoben werden konnte. Zu diesem Verstärker konnte ein weißes Rauschen, das in einem Rauschgenerator erzeugt wurde, hinzugeschaltet werden. Zwischen Verstärker und Rauschgenerator war ein veränderliches Dämpfungsglied notwendig, da bei den Messungen der Einfluß der Geräuschlautstärke berücksichtigt werden sollte. Der Generator liefert ein Rauschen, das, wie durch Terzsiebanalyse festgestellt wurde, alle Frequenzen zwischen 50—10 000 Hz mit der gleichen Amplitude enthält. An dem Verstärker wurde ein dynamischer Meßhörer (Beyer Typ DT 48) zum Abhören angeschlossen. Die Frequenzkurve des Verstärkers — aufgenommen in Verbindung mit dem Bandpaß — ist mit und ohne Anhebung des oberen Frequenzbereiches im Bild 3 (Kurve 1 und 2) dargestellt. Bei Anhebung der Frequenzkurve war die Verstärkung bei 4000 Hz um 15 dB größer als bei 200 Hz.

Mit dieser Anordnung wurde ohne Störgeräusche und bei gerader Frequenzkurve eine Silbenverständlichkeit von 96 % ermittelt. Der Meßtrupp bestand aus 4 Personen, von denen jede bei diesen Messungen die 3000 auf dem Tonband aufgezeichneten Logatome abhören mußte.

Nun wurde das weiße Geräusch eingeschaltet und seine Lautstärke am Hörer mit Hilfe eines künstlichen Ohres, an dem ein Siemens-Kondensatormikrofon mit einem DIN-Lautstärkemesser angeschlossen war, auf 80 dB eingestellt (0 dB = $2 \cdot 10^{-4}$ µ bar). Mit derselben Apparatur wurde der vom Tonbandgerät erzeugte Nutzschallpegel ebenfalls auf 80 dB eingestellt. Mit dieser so eingestellten Apparatur wurde eine Silbenverständlichkeit von 18 % gemessen. Die Messung ist in Übereinstimmung mit den Ergebnissen von *Fletcher* und *Galt*, die 21 % Silbenverständlichkeit ermittelten.

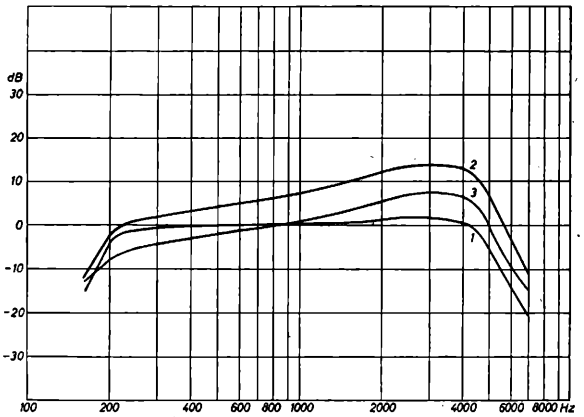


Bild 3. Frequenzkurven des Hörverstärkers
Kurve 1 unverzerrte Frequenzkurve
Kurve 2 um 15 dB angehobene Frequenzkurve
Kurve 3 die um 6,5 dB gesenkte Kurve 2

Diese Messungen wurden wiederholt, nachdem mit Hilfe des Dämpfungsgliedes zwischen Geräuschgenerator und Verstärker die Geräuschlautstärke um 4, 10 und 16 dB gedämpft wurde. Die Geräuschlautstärke betrug somit 76, 70 und 64 dB. Die Lautstärke der Sprache blieb unverändert. Die gemessenen Silbenverständlichkeitswerte enthält Tafel I. Sie liegen in guter Übereinstimmung mit den von *Fletcher* und *Galt* ermittelten Werten.

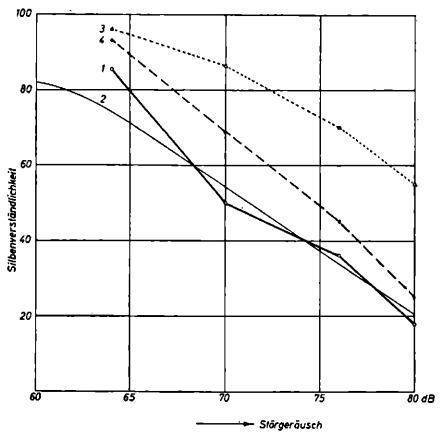


Bild 4. Silbenverständlichkeit in Abhängigkeit vom Störgeräusch
Kurve 1 bei einer Sprachlautstärke von 80 dB
Kurve 2 Messung von *Fletcher* und *Galt*
Kurve 3 Silbenverständlichkeit nach Anhebung um 15 dB bei 4000 Hz gegenüber 200 Hz
Kurve 4 Silbenverständlichkeit nach Anhebung um 15 dB und gleichmäßiger Dämpfung um 6,5 dB

Nachdem die Frequenzkurve des Wiedergabeverstärkers nach Kurve 2 verzerrt worden war, wurden die Messungen mit den obenerwähnten Geräuschlautstärken erneut durchgeführt. Die Meßresultate sind ebenfalls in Tabelle I und in Bild 4 zu sehen. Es ergab sich eine durchschnittliche Verbesserung der Silbenverständlichkeit von rund 35 % bei den Geräuschlautstärken von 70, 76 und 80 dB. Bei kleineren Geräuschlautstärken ist die Verbesserung naturgemäß kleiner, da eine Verbesserung über 100 % Silbenverständlichkeit nicht möglich ist. Die Verbesserung der Silbenverständlichkeit von 35 % bedeutet nach den Kurven von *Fletcher* und *Galt* eine Vergrößerung des Rauschabstandes um 11 dB.

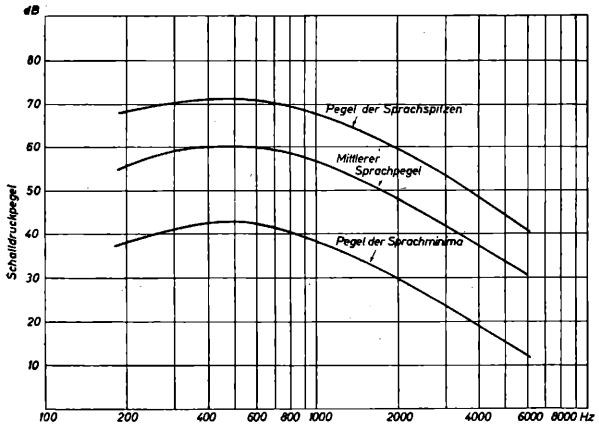


Bild 5. Schalldruckpegel der Sprache in Abhängigkeit von der Frequenz (Reference Data for Radio Engineers 1955)

Diese Verbesserung bei einer Anhebung von 15 dB bei 4000 Hz gegenüber 200 Hz läßt sich nicht allein durch die erhöhte Sprachlautstärke oder vielleicht durch die zwangsläufig nach den höheren Frequenzen hin vergrößerte Bandbreite erklären. Wenn man nämlich die Verteilung der Sprachenergie (Bild 5) über das zu übertragende Frequenzband betrachtet, kann man feststellen, daß die Hauptleistung der Sprache im Bereich von 200 bis 800 Hz liegt. Hier beträgt aber die Anhebung erst 0 bis 7 dB. Es ist also zu erwarten, daß die Hauptverbesserung auf der Anhebung der energieschwachen Konsonanten beruht. Die nach oben vergrößerte Bandbreite bringt nach den Messungen des SFERT („Système Fondamental de Référence pour la Transmission Téléphonique" oder Ureichkreis) nur eine unwesentliche Verbesserung der Silbenverständlichkeit.

Es war nun festzustellen, wie hoch die Silbenverständlichkeit ist, wenn man die verzerrte Frequenzkurve so weit senkt, daß am Hörer dieselbe Lautstärke herrscht, wie bei der Wiedergabe mit dem unverzerrten Verstärker. Es wurde daher dem Verstärker mit der verzerrten Frequenzkurve ein zusätzliches Dämpfungsglied von 6,5 dB zugeschaltet. Dieser Dämpfungswert wurde durch eine längere Meßreihe folgendermaßen ermittelt: Mit Hilfe eines logarithmischen Pegelschreibers von Brüel & Kjaer ist der Amplitudenverlauf von 700 Logatomen registriert worden. Der Schreiber war parallel zum Hörer geschaltet und seine Schreibgeschwindigkeit (nicht die Vorschubgeschwindgkeit des Papiers) betrug 1000 mm/sec. Das bedeutet bei einer Schreibhöhe auf dem Papier von 30—40 mm eine Einstellzeit zwischen 30 bis 40 millisec. Diese Messung wurde mit unverzerrter und mit verzerrter Frequenzkurve durchgeführt. Nach Ausmessung und Mittlung aller registrierten Logatome konnte die durchschnittliche Pegeldifferenz der oben erwähnten 6,5 dB festgestellt werden. Mit einem Siemens-Aussteuerungsmesser wurde dieses Resultat noch einmal geprüft. Anstatt der Logatome war dieses Mal auf dem Band die Wortfolge: Berlin, Hamburg, München, Koblenz, Leipzig, Dortmund aufgesprochen. Bei Wiedergabe über die Meßapparatur wurde der Sprachpegel bei unverzerrter Frequenzkurve und bei angehobener Frequenzkurve und gleichzeitiger Einschaltung der Dämpfung von 6,5 dB bestimmt. Es ergab sich eine Abweichung zwischen den beiden Messungen, die kleiner als 1 dB war. Weiter wurde durch Hörvergleich festgestellt, daß der Lautstärkeeindruck derselbe war.

Danach wurde eine weitere Silbenverständlichkeitsmessung bei verzerrter Frequenzkurve und unter Zwischenschaltung des Dämpfungsgliedes von 6,5 dB durchgeführt (Bild 3; 3). Obgleich nun am Kopfhörer die gleiche Lautstärke wie bei der ersten Messung herrschte, wurde eine Verbesserung der Silbenverständlichkeit festgestellt (Tafel I).

Tafel I. Silbenverständlichkeit bei einer Nutzlautstärke von 80 dB

Geräusch dB	ohne Anhebung %	mit Anhebung %	Verbesserung %	mit Anhebung und Dämpfung von 6,5 dB %	Verbesserung %
64	86	96	10	93	7
70	50	86	36	69	19
76	36	70	34	45	9
80	18	55	37	25	7

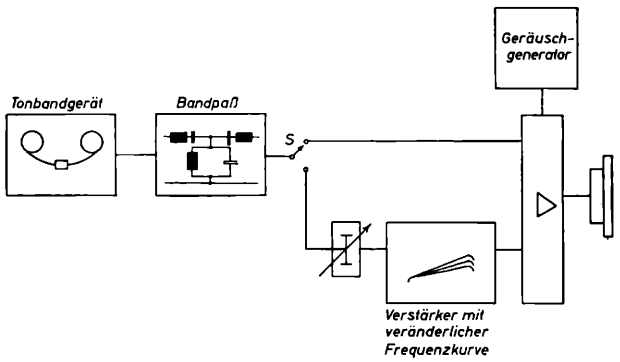


Bild 6. Blockschaltbild der 2. Versuchsapparatur

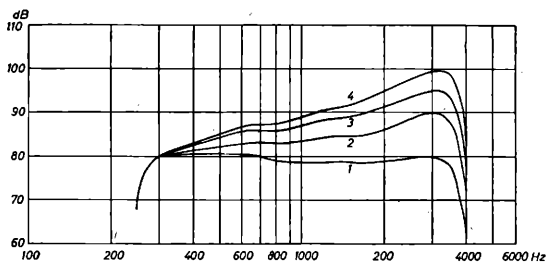


Bild 7. Frequenzkurven der Versuchsapparatur gemessen am künstlichen Ohr

Kurve 1 Anhebung 0 dB Kurve 3 Anhebung 15 dB
Kurve 2 Anhebung 10 dB Kurve 4 Anhebung 20 dB

Zu 2.

Im Gegensatz zur ersten Meßreihe wurde nun die Lautstärke des Störgeräusches unverändert gelassen und hierbei der Einfluß verschiedener Anhebungen untersucht. Die Meßanordnung zeigt Bild 6. Zur Untersuchung wurden in gleicher Weise, wie unter 1. beschrieben, 2500 auf Band gesprochene deutsche Silben benutzt. Diesmal wurde der Übertragungsbereich durch ein Bandfilter in den Fernsprechbereich von 300—3400 Hz gelegt. Am künstlichen Ohr wurde die Nutzlautstärke wieder auf 80 dB und die Geräuschlautstärke nunmehr gleichbleibend auf 70 dB eingestellt. Bei diesen Werten ergab sich eine Silbenverständlichkeit von 51 %.

Die Frequenzkurven der gesamten Anlage, gemessen am künstlichen Ohr zeigt Bild 7. Hierbei sind die Anhebungen von 10 dB, 15 dB und 20 dB umschaltbar; die Frequenzkurve des dynamischen Hörers ist elektrisch entzerrt.

Die Silbenverständlichkeit stieg bei einer Anhebung von 10 dB auf 78 %, bei 15 dB auf 81 % und bei 20 dB auf 88 %.

Um die Sprachlautstärke mit und ohne Anhebung gleich zu machen, wurden zur größeren Sicherheit jeweils 2 Meßverfahren benutzt, und zwar einmal der Hörvergleich, bei dem durch den Schalter S in Bild 6 die Sprechspannung einmal direkt, das andere Mal über ein regelbares Dämpfungsglied und die Anhebungsglieder auf den Hörverstärker gegeben wurde.

Beim 2. Verfahren wurden die Lautstärken parallel zu einem Kopfhörer mit einem Pegelschreiber aufgezeichnet. Dieses Verfahren wurde bereits im 1. Teil beschrieben.

Die Ergebnisse sind: Anhebung 10 dB Dämpfung 3,5 dB
Anhebung 15 dB Dämpfung 5 dB
Anhebung 20 dB Dämpfung 7 dB.

Maximale Abweichung zwischen beiden Meßverfahren betrug 0,6 dB. Die Verbesserung der Silbenverständlichkeit beträgt bei der Einschaltung entsprechender Dämpfungen, also bei gleichen Lautstärken:

bei Anhebung von 10 dB 4 %
bei Anhebung von 15 dB 14 %
bei Anhebung von 20 dB 23 %.

Die gesamte Gegenüberstellung der Meßergebnisse zeigt Tafel II.

Tafel II. Silbenverständlichkeit bei einer Nutzlautstärke von 80 dB und einer Geräuschlautstärke von 70 dB. Ohne Anhebung = 51 %

Anhebung dB	Silbenverst. %	Verbesserung %	Zusätzliche Dämpfung dB	Silbenverst. %	Verbesserung %
10	78	27	3,5	55	4
15	81	30	5	65	14
20	88	37	7	74	23

Die Untersuchungen ergeben also, daß bei einer Anhebung der höheren Sprachfrequenzen bei gleichem Sprachvolumen eine Vergrößerung der Silbenverständlichkeit zu erreichen ist. Der Klangcharakter der verzerrten Sprache wurde nicht als unangenehm empfunden.

Zusammenfassung

Es wird eine Meßreihe beschrieben, die Aufschluß geben sollte, wie man die Silbenverständlichkeit bei Störung durch Geräusche durch Anhebung der höheren Frequenzen verbessern kann. Die erste Messung ergibt eine durchschnittliche Verbesserung der Silbenverständlichkeit von 37 %, wenn die Frequenzkurve des Verstärkers so verzerrt ist, daß sie bei 4000 Hz gegenüber 200 Hz um 15 dB angehoben ist. Dies entspricht einer Verbesserung des Geräuschabstandes um 11 dB. Die Verbesserung der Silbenverständlichkeit, die erreicht wird, wenn die Lautstärke am Hörer bei verzerrter und unverzerrter Frequenzkurve dieselbe ist, schwankt zwischen 7 und 19 %.

Bei der zweiten Meßreihe wurde die Geräuschlautstärke konstant gehalten und der Grad der Verzerrung geändert. Die Anhebung von 10, 15 und 20 dB ergab Verbesserungen der Silbenverständlichkeit von 27 %, 30 % und 37 %. Bei gleicher Lautstärke am Hörer bei verzerrter und unverzerrter Frequenzkurve ergaben sich Verbesserungen von 4 %, 14 % und 23 %.

Diese Messungen gelten nur, wenn das Geräusch am Empfangsort oder in der Leitung entsteht. Untersuchungen zur Verbesserung der Verständlichkeit bei Störgeräuschen am Sendeort sind in Vorbereitung. Hierin soll insbesondere der Einfluß der Nichtlinearität des Kohlemikrofons auf die Silbenverständlichkeit durch Hineinmodulation des Geräusches in das Sprachband untersucht werden und zum Vergleich das Ergebnis mit einem dynamischen oder magnetischen Mikrofon gebracht werden.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *H. Fletcher* und *R. H. Galt:* The Perception of Speech and Its Relation to Telephony. J. A. S. A. 22 (1950), Nr. 2, S. 89—151.

[2] *H. Schneider:* Zur Messung der Sprachverständlichkeit. Frequenz 9 (1955), Nr. 6, S. 199—205.

[3] *K. Braun* und *P. Just:* Minderung des Lärmes in Räumen, Herabsetzung seiner Störwirkung beim Fernsprechen und Verbesserung der Hörsamkeit von Räumen. TFT 31 (1942), Heft 4, S. 91—103.

[4] *K. O. Schmidt:* Die Sprache und ihre elektrische Übertragung. Der Fernmelde-Ingenieur 6 (1952), Heft 9.

[5] *K. O. Schmidt:* Eine Betrachtung über die Aufbauelemente der Sprache (Vokale und Konsonanten) und ihre Anteile an der Silbenverständlichkeit. A. E. U. 7 (1953), Heft 12, S. 579—584.

[6] *K. O. Schmidt:* Die Grenzen für die Verbesserung der Verständlichkeit im Fernsprechverkehr. Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernseh-Technik TFT 32 (1943), Heft 3, S. 54—60.

[7] *K. O. Schmidt:* Vorschläge zur Berechnung der wirklichen Kanalkapazität beim Vorhandensein von Verlusten auf dem Übertragungswege. A. E. U. 8 (1954), S. 19—26.

[8] *K. Braun:* Übertragungsgüte und Bezugsdämpfung, ihre Messung und Bedeutung für die Netzplanung. Der Fernmelde-Ingenieur 7 (1953), Heft 12.

[9] Reference Data for Radio Engineers. 3. Edition, Federal Telephone and Radio Company, New York 1955.

[10] *O. Brosze, K. O. Schmidt* und *A. Schmoldt:* Fernsprechapparat mit erhöhter Verständlichkeit für Nebenstellenanlagen. NTZ 11 (1958), Heft 4, S. 186—190.

[11] *A. Tochtermann:* Eine Rufanlage mit Gegensprechmöglichkeit in lärmerfüllten Betrieben. Siemens-Zeitschrift 34 (1958), Heft 9, S. 627—631.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 11, HEFT 6, JUNI 1958

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Ein speichernder Schalttransistor

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

Von **W. v. Münch** und **H. Salow**, Darmstadt

Mit 12 Bildern

DK 621.314.7

1. Einleitung

Die Halbleiterbauelemente werden außer für Gleichrichter- und Verstärkerzwecke auch eine bedeutende Rolle in der elektronischen Vermittlungstechnik spielen. Infolge der verhältnismäßig niedrigen Betriebsspannungen sind sie als elektronische Schalter den entsprechenden Anordnungen mit Vakuum- oder Gasentladungsröhren vielfach überlegen. Als weitere Vorteile kommen hinzu: kleines Volumen, hohe Lebensdauer, geringe Verlustleistung und mechanische Stoßfestigkeit.

Bei Betrachtung der Schalteigenschaften von Halbleiterbauelementen kommt es zunächst auf zwei definierte Schaltzustände an, den sperrenden (hochohmigen) und den leitenden (niederohmigen) Zustand. Für viele Zwecke, beispielsweise zur Steuerung von Wechselstromsignalen, sind Halbleiterdioden geeignet, denen man geeignete Vorspannungen zur Aufrechterhaltung des einen oder des anderen Zustandes gibt. Bei Diodentoren ist jedoch der Steuerkreis nicht vom Signalkreis getrennt, so daß bei Schaltprozessen im allgemeinen eine Belastung der Steuerquelle auftritt. Verwendet man Transistoren an Stelle von Dioden, so kann man diese Belastung wesentlich herabsetzen und damit eine weitgehende Trennung der beiden Kreise erreichen. Es ist dann möglich, große Signalleistungen mit erheblich kleineren Steuerleistungen zu beeinflussen. In diesem Sinne spricht man von der Funktion des Transistors als „gesteuertem Schalter". Die vorstehend beschriebenen Schaltmechanismen mit Dioden und Transistoren sind dadurch gekennzeichnet, daß ein dauerndes Steuersignal zugeführt werden muß, um einen bestimmten Zustand, „aus" oder „ein", aufrechtzuerhalten. Die genannten Schalter besitzen also keine Speicherfähigkeit. Demgegenüber besteht vielfach das Bedürfnis, ein Bauelement zu erzeugen, das in der Lage ist, einen bestimmten Schaltzustand von selbst aufrechtzuerhalten, während ein Steuersignal lediglich zur Einleitung des Überganges von einem Zustand in den anderen benötigt wird. Hier spricht man zweckmäßigerweise von „speichernden" oder „selbständigen" oder „aktiven" Schaltern.

Von den möglichen Anwendungsgebieten für speichernde Schalter sollen hier genannt werden: Vermittlungstechnik, Zähl- und Rechenanlagen, Informationsspeicher, Regeltechnik, Impulstechnik usw. Prinzipiell kann man — mit geeigneten Vorspannungen und Widerständen — alle Bauelemente als selbständige Schalter einsetzen, die eine Charakteristik mit einem hochohmigen und einem niederohmigen Zweig besitzen, wenn diese beiden Zweige durch ein Gebiet negativer Kennlinienneigung getrennt sind. Für Schaltzwecke geeignet sind also insbesondere Halbleiterbauelemente mit thyratron- oder dynatronähnlicher Charakteristik. Daß ein echtes Bedürfnis nach einem derartigen Schalter auf Halbleiterbasis besteht, kann man aus der Fülle von Versuchen entnehmen, die in den vergangenen Jahren in dieser Richtung unternommen wurden. Es soll zunächst einmal ein Überblick über die bisher bekannten speicherfähigen Halbleiterschalter gegeben werden, um zu erkennen, welche Vor- und Nachteile diese besitzen.

Bereits bei Spitzentransistoren (Bild 1 a) erhält man eine thyratronähnliche Eingangscharakteristik, wenn man einen hinreichenden Widerstand in die Basiszuleitung einfügt [1]. Das Auftreten einer teilweise fallenden Kennlinie ist so zu erklären, daß der Spitzentransistor in seinem aktiven Zustand eine Stromverstärkung α besitzt, die größer als Eins ist. Dadurch wird ein Basisstrom erzeugt, der die in Bild 1 b gezeichnete Richtung hat. Das Basispotential wird gesenkt und somit eine vermehrte Emission am Emitter hervorgerufen, und zwar so lange, bis die Spannung zwischen Emitter und Kollektor nahezu vollständig abgebaut ist. Der Spitzentransistor verstärkt infolge der Feldwirkung innerhalb der Basis bis zu Frequenzen von etwa 20 MHz; demgemäß gehört er zu denjenigen Halbleiterbauelementen, mit denen man sehr kurze Schaltzeiten erreichen kann. Nachteilig sind dagegen insbesondere die mangelhafte elektrische und mechanische Stabilität und die Empfindlichkeit gegen Oberflächeneinflüsse, da der Ladungsträgertransport in unmittelbarer Nähe der Halbleiteroberfläche verläuft. Dazu kommen noch Schwierigkeiten bei der Herstellung, so daß heute die industrielle Produktion von Spitzentransistoren praktisch vollständig eingestellt ist.

Flächentransistoren besitzen normalerweise eine Stromverstärkung $\alpha < 1$. Eine Möglichkeit, mit Flächentransistoren zu speichernden Schaltkreisen zu kommen, besteht darin, *pnp*- und *npn*-Transistoren zu kombi-

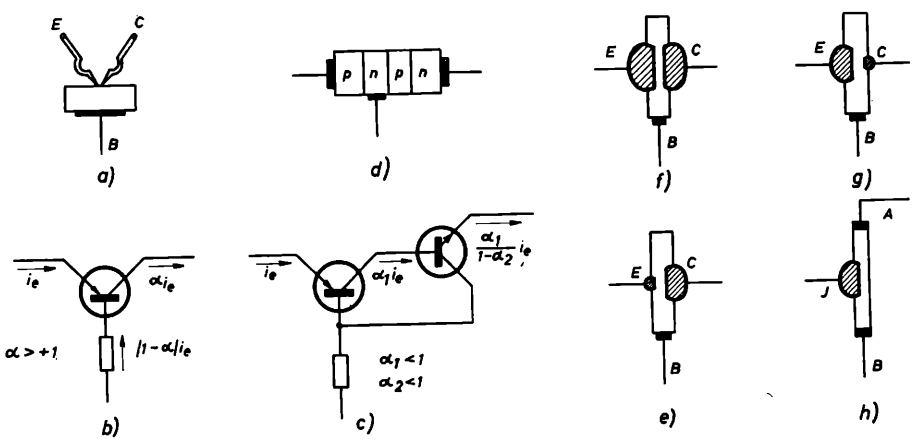


Bild 1. Übersicht über speicherfähige Halbleiterschalter

a) Spitzentransistor
b) Ersatzbild des Spitzentransistors
c) Kombination von *pnp*- und *npn*-Transistoren
d) Vierschichten- (*Hook*-) Transistor
e) *Avalanche* Injection Transistor
f) *Avalanche* Transistor
g) pnn^+- bzw. npp^+-Transistor
h) Doppelbasisdiode

nieren [2]. Ist etwa einem *pnp*-Transistor in der nach Bild 1 c angegebenen Weise ein *npn*-Transistor nachgeschaltet, so besitzt die gesamte Anordnung im aktiven Zustand eine Stromverstärkung größer als Eins, wodurch sich — wie im Falle des Spitzentransistors — eine thyratronähnliche Eingangscharakteristik ergibt. Die gleiche Wirkung erzielt man mit einem „*Hook*-Transistor", d. h. mit einem Flächentransistor, der aus vier Schichten abwechselnden Leitungstyps aufgebaut ist (Bild 1 d). Die Transistorkombination und der *Hook*-Transistor haben einige wesentliche schaltungstechnische Vorteile. Im Sperrzustand ist der Ruhestrom der Anordnung außerordentlich gering (Größenordnung μA), die Steigung des negativen Teils der Charakteristik ist sehr groß, und im Flußzustand erfolgt ein weitgehender Widerstandsabbau. Für manche Anwendungszwecke nicht ausreichend sind dagegen die Schaltgeschwindigkeiten, sofern nicht Transistoren mit sehr geringer Basisdicke verwendet oder besondere schaltungstechnische Maßnahmen ergriffen werden, die eine Ladungsträgerspeicherung in den Basisschichten verhindern. Ein entscheidender Nachteil der Transistorkombination dürfte der hohe Preis sein, da hier zwei Halbleiterbauelemente für einen einfachen Schaltvorgang benötigt werden. Die gleichmäßige Herstellung von *Hook*-Transistoren ist ebenfalls sehr aufwendig, da hierin vier Halbleiterschichten verschiedenen Leitungstyps erzeugt werden müssen, von denen zwei sehr dünn ausgelegt sein sollen. Trotzdem gehört der *Hook*-Transistor z. Z. zu den aussichtsreichsten Halbleiterbauelementen mit thyratronähnlicher Charakteristik *).

Mit einem Flächentransistor kann man nur dann eine Stromverstärkung größer als Eins (und damit eine teilweise fallende Charakteristik) erreichen, wenn es gelingt, den Transistor bei so hohen Spannungen zu betreiben, daß in der Kollektorrandschicht bereits eine Ladungsträgervermehrung durch Stoßionisation eintritt („avalanche transistor" [3, 4]). In diesem Kollektorspannungsbereich wirkt der Transistor als speichernder (aktiver) Schalter, jedoch erfordert der Betrieb bei hohen Kollektorspannungen eine sehr sorgfältige Herstellung des Kollektors. Die lawinenartige Ladungsträgervermehrung kann auch in Emitternähe erfolgen, wenn hier eine hinreichende Feldstärke erzeugt wird, etwa durch sehr kleine geometrische Ausdehnung des Emitters (Bild 1 e „avalanche injection transistor [5]). Da die Trägervermehrung durch Stoßionisation sehr rasch vor sich geht, können sowohl mit dem „avalanche transistor" (Bild 1 f) als auch mit dem „avalanche injection transistor" sehr kurze Schaltzeiten erreicht werden. Für den Ionisationsprozeß ist jedoch eine Mindestfeldstärke notwendig, so daß bei diesen Schaltertypen eine verhältnismäßig hohe Restspannung (meist etwa 10 Volt) zwischen der Eingangs- und der Ausgangselektrode aufrechterhalten werden muß. Außerdem sind bei den genannten Bauelementen große Herstellungsschwierigkeiten zu überwinden.

*) In praktischen Anwendungen wird vielfach die mit zwei gleichen Transistoren aufgebaute Multivibratorschaltung als speichernder Schalter verwendet. Die Schalteigenschaften sind denen der *npn-pnp*-Kombination ähnlich, jedoch führt bei der Multivibratorschaltung stets einer der Transistoren Strom, während die *npn-pnp*-Kombination im Ruhezustand nahezu vollkommen stromlos ist. Über Einzelheiten der Multivibratorschaltung mit Transistoren vgl. z. B. [6].

Einen weiteren Transistor mit thyratronähnlicher Eingangscharakteristik erhält man, indem man dem Kollektor den gleichen Leitfähigkeitstyp gibt wie der Basis, jedoch mit wesentlich höherer Störstellenkonzentration [7]. Solche npp^+- bzw. pnn^+-Transistoren besitzen jedoch einen hohen Ruhestrom, da der Kollektor nichtsperrend ausgebildet ist. Um den Ruhestrom möglichst klein zu halten, muß die geometrische Ausdehnung des Kollektors äußerst gering gemacht werden (Bild 1 g). Infolge von Ladungsträgerspeicherung ist die Schaltgeschwindigkeit dieser Anordnung nicht sehr hoch.

Schließlich sei noch die seit längerer Zeit bekannte Doppelbasisdiode genannt [8]. Dieses Bauelement (Bild 1 h) besitzt nur einen sperrenden *pn*-Übergang (J), während die beiden anderen Kontakte (A und B) sperrfrei ausgebildet sind. Der Mechanismus, der zu einer thyratronartigen Eingangscharakteristik führt, ähnelt dem Arbeitsvorgang im Schalttransistor, der im folgenden näher beschrieben werden soll. Wesentliche Nachteile der Doppelbasisdiode sind der hohe Ruhestrom und der mangelnde Spannungsabbau zwischen Eingangs- und Ausgangselektrode.

2. Aufbau und Wirkungsweise des Schalttransistors

Bild 2 a zeigt den geometrischen Aufbau eines speichernden Schalttransistors, der demjenigen eines legierten *npn*-Flächentransistors ähnlich ist [9, 10]. Als Basismaterial wird hochohmiges Germanium (etwa 20 Ω cm) vom *p*-Typ verwendet. Für die Legierungskontakte ist eine eutektische Mischung von Blei und Antimon vorgesehen (Sb-Gehalt 13 %), jedoch ist auch ein wesentlich geringerer Sb-Gehalt hinreichend. Auch Blei-Arsen-Kontakte (1 % As) haben sich bewährt. Während des Legierungsprozesses wird in den Kollektorkontakt eine Wolframspitze eingesenkt, die in einem Nickelrohr gehaltert ist. Die Wolframspitze berührt dabei stets die unverletzte Germaniumoberfläche an der Legierungsfront. Eine Ausbildung der Rekristallisierungszone wird an dieser Berührungsstelle verhindert. Auf diese Weise wird die Kollektorsperrschicht in einem eng begrenzten Gebiet durchbrochen, so daß von dieser Stelle ein kleiner zusätzlicher Strom ausgeht, wenn die übrige Fläche des Kollektors in Sperrichtung vorgespannt ist. Der Herstellungsprozeß kann auch in zwei Stufen vor sich gehen, indem erst eine Vorlegierung des Kollektorkontaktes vorgenommen wird (etwa bei 600° C) und danach ein zweiter Legierungsprozeß bei höherer Temperatur (z. B. bei 650° C) angeschlossen wird, in welchem das Einsenken der Spitze erfolgt. Die Spitze selbst hat lediglich die Aufgabe, die Kollektorsperrschicht an einer Stelle zu durchstoßen; es gelang in einigen Fällen, sie nach Fertigstellung des Legierungskontaktes vorsichtig zu entfernen, ohne die Eigenschaften des Schalttransistors zu beeinträchtigen.

Wie in Bild 2 a angedeutet, wählt man — ähnlich wie beim normalen Flächentransistor — im allgemeinen den Kollektor etwas größer als den Emitter. Damit soll erreicht werden, daß bei hohen Emitterströmen ein möglichst großer Anteil der Ladungsträger von der Kollektorfläche aufgenommen wird. Außerdem wird das Einsenken und die Halterung der Wolframspitze erleichtert. Ein ringförmiger Basisanschluß ist auch beim Schalttransistor vorteilhaft. Bild 2 b zeigt einen Schalttransistor aus der Laborfertigung (ohne die später aufgesetzte Glaskappe).

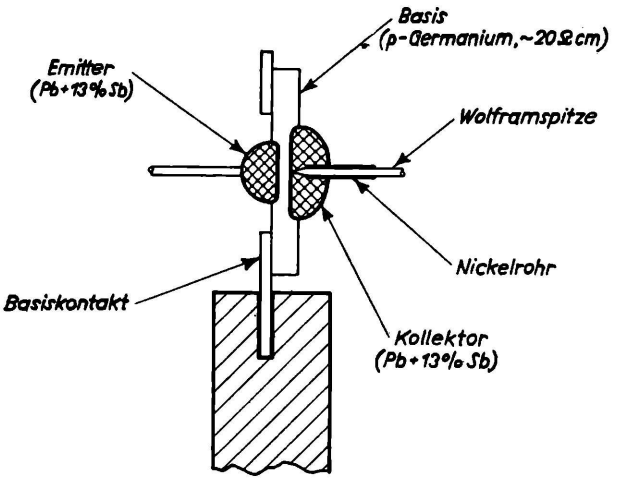


Bild 2a

Bild 2b

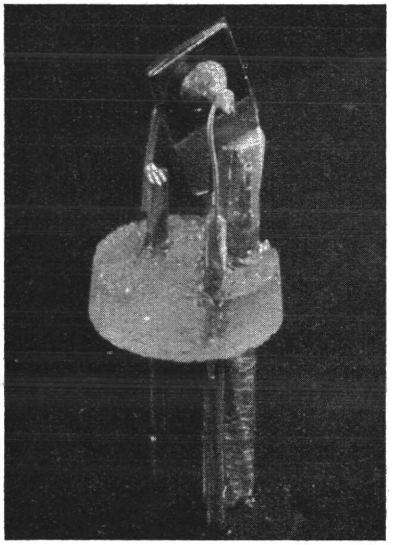


Bild 2.
a) Aufbau des Schalttransistors
b) Schalttransistor aus der Laborfertigung

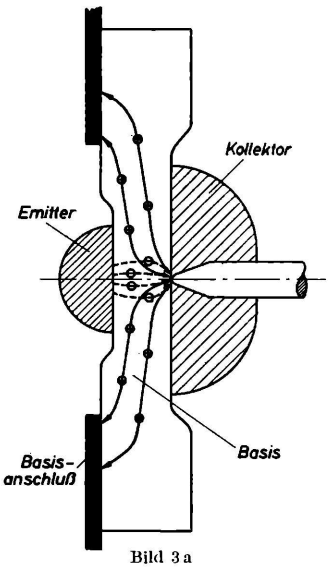


Bild 3a

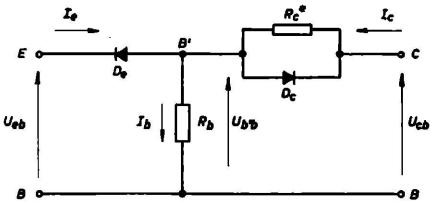


Bild 3b

Bild 3.
a) Zur Wirkungsweise des Schalttransistors
b) Ersatzschaltbild des Schalttransistors

Die Wirkungsweise des Schalttransistors soll an Hand von Bild 3 a und des Ersatzschaltbildes (Bild 3 b) erläutert werden. Dasselbe enthält zwei Dioden D_e und D_c, die den *pn*-Übergängen Emitter—Basis und Kollektor—Basis entsprechen. Ferner ist ein Widerstand R_c^* eingetragen, um den zusätzlich von der Wolframspitze ausgehenden Strom darzustellen, sowie ein Basiswiderstand R_b, der den Widerstand des Halbleiter-Basismaterials angibt. Bei positiver Kollektorvorspannung ist der *pn*-Übergang des Kollektors (D_c) gesperrt, und es fließt lediglich ein kleiner Strom von der Wolframspitze zum Basiskontakt. Dieser Strom wird vorwiegend von Löchern (positiven Ladungsträgern) getragen, da das Basismaterial *p*-Leitung besitzt (s. Bild 3 a). Der Emissionszustand des Emitters hängt sowohl von der Emitterspannung U_{eb} als auch von dem vor dem Emitter liegenden Potential $U_{b'b}$ ab. Für $U_{eb} > U_{b'b}$ ist die Emitterdiode gesperrt, während für $U_{eb} \leq U_{b'b}$ der Emitter in den Flußzustand übergeht. Bei festgehaltener Emitterspannung U_{eb} ist der Emissionszustand also festgelegt durch das Potential $U_{b'b}$, das innerhalb der Basis vor dem Emitter auf der Symmetrieachse der Anordnung herrscht. In dem Ersatzschaltbild (Bild 3 b) ist dieser Punkt durch B' gekennzeichnet. Maßgebend für das Potential $U_{b'b}$ ist in erster Linie der vom Kollektor C über R_c^* und R_b zur Basis B fließende Strom. Der durch R_c^* und R_b gebildete Spannungsteiler ist jedoch nur so lange stromunabhängig, als die Ladungsträgerkonzentration in der Basis konstant bleibt. Wird jedoch die Emitterdiode D_e geöffnet, so fließt ein Emitterstrom, der nahezu ausschließlich aus Elektronen besteht, die in die löcherleitende Basis injiziert werden. Diese Elektronen werden aus geometrischen Gründen und weil ein entsprechend gerichtetes Zugfeld in der Basis herrscht, vorwiegend zu dem durch die Wolframspitze gebildeten Zusatzkontakt gelangen (s. Bild 3 a). In diesem Gebiet wird daher die Leitfähigkeit durch die zusätzlichen Ladungsträger (vom Emitter kommende Elektronen und eine gleiche Anzahl von Löchern, die aus Gründen der Ladungsneutralität von den Kontakten her nachströmen) wesentlich erhöht. In dem Ersatzschaltbild (Bild 3 b) hat man also einen Widerstand R_c^* anzunehmen, der vom Emitterstrom abhängig ist in dem Sinne, daß R_c^* mit zunehmendem Emitterstrom abnimmt, während der Basiswiderstand R_b, der auch noch durch einen äußeren Widerstand ergänzt werden kann, praktisch unbeeinflußt bleibt. Durch diesen Mechanismus des einseitigen Widerstandsabbaues erreicht man, daß ein einmal eingeleiteter Schaltvorgang selbsttätig abläuft. Wird etwa der Widerstand R_c^* kurzzeitig — z. B. durch einen dem Emitter zugeführten negativen Impuls — vermindert, so steigt das Potential im Punkt B', und die Emitterdiode D_e wird weiter geöffnet, was wiederum zu einer Erhöhung der Ladungsträgerkonzentration in der Basis und damit zu einer weiteren Verminderung von R_c^* führt. Dieser Vorgang schreitet so lange fort, bis die Spannung zwischen Emitter und Kollektor nahezu vollständig abgebaut ist, oder bis eine Strombegrenzung durch äußere Widerstände eintritt.

Der vorstehend geschilderte Widerstandsabbau durch Ladungsträgerinjektion tritt in der gleichen Form auch in der Doppelbasisdiode auf. Die Vorteile des hier beschriebenen Schalttransistors sind jedoch folgende: Wegen der geringen Ausdehnung des Gebietes, in dem die Kollektorsperrschicht durch die Wolframspitze durchbrochen wird, kann der Ruhestrom im Transistor wesentlich geringer gehalten werden als derjenige in der Doppelbasisdiode. Ferner ist beim Schalttransistor das Gebiet, in welchem sich der Widerstandsabbau vollzieht, dem Emitter, d. h. der die Zusatzladungsträger liefernden Elektrode, in einem sehr kleinen Abstand gegenübergestellt. Dadurch ist der Ladungsträgerverlust

geringer, und es kann ein wesentlich höherer Widerstandsabbau als in der Doppelbasisdiode erzielt werden. Schließlich steht neben dem vor der Wolframspitze gelegenen Stromengegebiet bei höheren Stromdichten auch noch die Kollektorfläche des Schalttransistors zur Aufnahme der injizierten Ladungsträger zur Verfügung, so daß die Belastbarkeit heraufgesetzt wird.

3. Eigenschaften des Schalttransistors

Die Eingangskennlinie eines Schalttransistors bei festgehaltener Kollektorspannung ist in Bild 4 dargestellt.

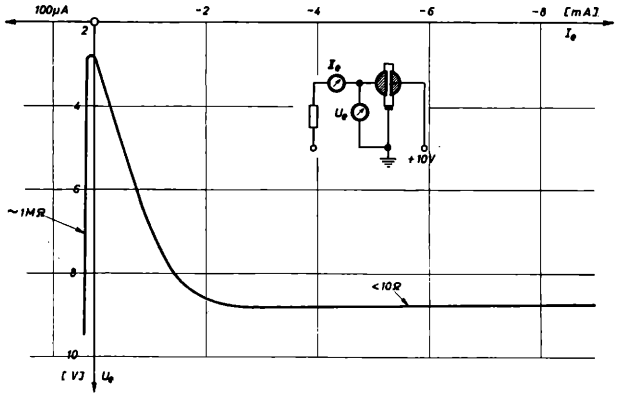


Bild 4 *). Eingangskennlinie des Schalttransistors bei festgehaltener Kollektorspannung (positive Eingangsspannung nach unten)

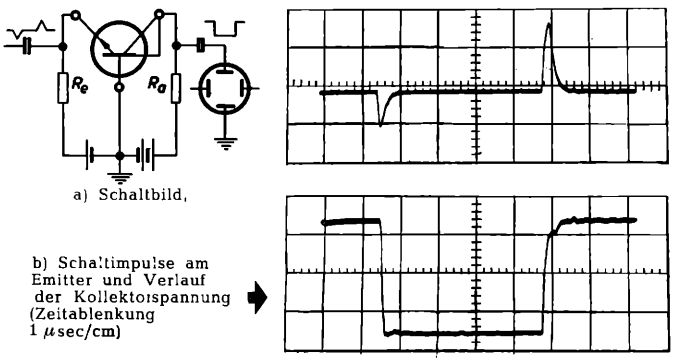
Man unterscheidet drei Bereiche: den hochohmigen Sperrbereich, den aktiven Bereich mit fallender Charakteristik und den niederohmigen Bereich, der dem Flußzustand des Schalttransistors zugeordnet ist. Im Sperrzustand fließt auf der Emitterseite ein Sättigungsstrom von etwa 10 bis 20 µA, während der differentielle Widerstand in diesem Gebiet bei sorgfältig behandelten Transistoren aus Germanium ungefähr bei 1 MΩ liegt; mit entsprechenden Schaltern aus Silizium würden sich wesentlich höhere Sperrwiderstände erreichen lassen. Nach Durchlaufen des Kennlinienteils mit negativer Steigung gelangt man in den Flußbereich. Hier ist der differentielle Eingangswiderstand kleiner als 10 Ω, während die zwischen Emitter und Kollektor verbleibende Restspannung auf 1 Volt abgesunken ist. Die Lage der Knickpunkte, die Steigung im aktiven Bereich und die Restspannung sind weitgehend von der Bauart des Transistors sowie von der Größe eines etwa zugefügten äußeren Basiswiderstandes abhängig. Mit wachsendem Basiswiderstand erhält man ein Absinken des oberen Knickpunktes, eine Zunahme der negativen Steigung sowie eine geringe Abnahme der Restspannung **).

Für viele Anwendungen in der Schalttechnik ist insbesondere das Schaltverhältnis von Interesse, d. h. das Verhältnis des Sperrwiderstandes zum Flußwiderstand. Wie aus Bild 4 ersichtlich, beträgt dasselbe bei dem beschriebenen Schalttransistor ungefähr 10^5, was für die meisten elektronischen Anwendungsgebiete durchaus hinreichend ist. Für sehr hohe Anforderungen, wie sie z. B. in der Vermittlungstechnik gestellt werden, ist dieses Schaltverhältnis jedoch noch zu klein. Es kann aber erwartet werden, daß noch wesentliche Verbesserungen, etwa durch Verwendung von Silizium an Stelle von Germanium, zu erreichen sind.

*) In den Bildern 4, 7, 8 und 10 wurde als Eingangsspannung U_e an Stelle von U_{eb} gesetzt.

**) Eine genauere Diskussion des Kennlinienfeldes soll in einer späteren Arbeit folgen. Siehe hierzu auch [11].

Eine weitere wesentliche Schalteigenschaft ist die Schaltgeschwindigkeit bzw. die Zeitdauer, die zum Übergang vom Sperrzustand in den leitenden Zustand und umgekehrt benötigt wird. Bei einem Vergleich der Schaltzeiten für verschiedene Halbleiterbauelemente erkennt man, daß hohe Schaltgeschwindigkeiten bei denjenigen Bauelementen zu erreichen sind, bei denen der Ladungsträgertransport durch ein elektrisches Feld unterstützt wird, wie z. B. beim Spitzentransistor und bei der Doppelbasisdiode [9]. Verhältnismäßig lange Abschaltzeiten erhält man dagegen bei den Kombinationen von Flächentransistoren sowie beim *Hook*-Transistor. Das hat seinen Grund darin, daß die Ladungsträgermengen, die im leitenden Zustand in den Basisschichten angesammelt sind, nur durch Diffusions- oder Rekombinationsprozesse abgebaut werden können.



a) Schaltbild,

b) Schaltimpulse am Emitter und Verlauf der Kollektorspannung (Zeitablenkung 1 µsec/cm)

Bild 5. Rechtecksignal mit dem Schalttransistor

Bei dem hier beschriebenen Schalttransistor wird — wie aus Bild 3 a hervorgeht — durch den von der Wolframspitze ausgehenden Strom ein Feld in die Basis hineingetragen, das hinreichend ist, um zu sehr kurzen Ein- und Ausschaltzeiten zu kommen. Zur Darstellung der Schaltzeiten dient Bild 5 a, b. Der Schalttransistor befindet sich in der bistabilen Kipplage, d. h. er besitzt je einen stabilen Arbeitspunkt im Sperrbereich und im Flußbereich der Kennlinie. Durch kurzzeitige, dem Emitter zugeführte Schaltimpulse werden Übergänge vom nichtleitenden in den leitenden Zustand und umgekehrt erzeugt. Wie aus Bild 5 b ersichtlich, können mit dem Schalttransistor ohne weiteres Ein- und Ausschaltzeiten von $2 \cdot 10^{-7}$ sec erreicht werden. Die in diesen Versuchen verwendeten Schalttransistoren haben eine verhältnismäßig große Basisdicke (etwa 70 µ); durch Herabsetzung der Basisdicke ist noch eine Steigerung der Schaltgeschwindigkeit zu erwarten (Schaltzeiten von weniger als 10^{-7} sec). Der Schalttransistor ist daher insbesondere für Geräte geeignet, bei denen sehr kurze Schaltzeiten verlangt werden, z. B. für Zähl- und Rechenanlagen [10].

4. Spezielle Ausführungsformen des Schalttransistors

Nach dem in Abschnitt 2 geschilderten Prinzip des Widerstandsabbaus durch Injektion lassen sich weitere Halbleiterbauelemente mit anwendungstechnisch interessanten Eigenschaften herstellen. Es soll hier jedoch nur auf zwei spezielle Ausführungsformen des Schalttransistors eingegangen werden.

a) Schalttransistoren mit mehreren Kollektoren

Wie aus Bild 3 a hervorgeht, wird durch den vom Kollektor ausgehenden Strom nicht nur ein Feld zwischen Emitter und Kollektor aufgebaut, das den Transport der

injizierten Elektronen fördert, sondern es entsteht außerdem ein radialer Potentialgradient in der Basiszone. Dieser Potentialgradient ist so gerichtet, daß im aktiven Arbeitsbereich des Schalttransistors die Ladungsträgerinjektion auf das Zentrum des Emitters beschränkt wird. Auch der Ladungsträgertransport erfolgt überwiegend in unmittelbarer Umgebung der Symmetrieachse zwischen Emitter und Kollektor, da hier die Leitfähigkeit des Halbleitermaterials besonders stark erhöht wird. Ähnliche Effekte erhält man auch bei Spitzen- und *Hook*-Transistoren, bei denen die Stromverstärkung größer als Eins ist [12]. Beim normalen Flächentransistor ist dagegen der Spannungsabfall durch den Basisstrom umgekehrt gerichtet, so daß die Emission — insbesondere bei höheren Strömen — überwiegend von der Randzone des Emitters ausgeht (*Fletcher*-Effekt [13]).

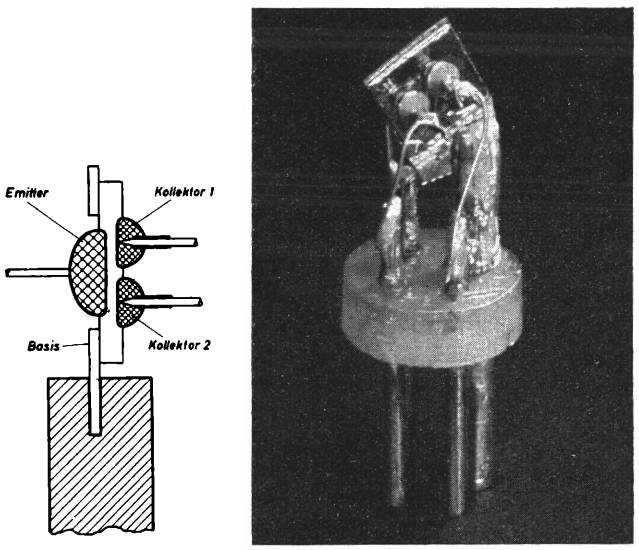


Bild 6.
a) Aufbau eines Schalttransistors mit zwei Kollektoren
b) Ausführungsbeispiel aus der Laborfertigung

Der obenbeschriebene Fokussierungsmechanismus ermöglicht die Konstruktion von Schalttransistoren beispielsweise mit mehreren Kollektoren derart, daß keine oder eine nur geringe gegenseitige Beeinflussung des Ladungsträgertransportes zwischen dem Emitter und den einzelnen Kollektoren auftritt. Bild 6 a zeigt den Aufbau eines Schalttransistors mit zwei Kollektoren, Bild 6 b ein Ausführungsbeispiel aus der Laborfertigung. Die Emitterfläche soll möglichst homogen sein und so groß, daß die in die Kollektoren eingesenkten Spitzen noch dem Emitter gegenübergestellt werden können (s. Bild 6 a). Bezüglich des Basismaterials und der Basisdicke gelten die gleichen Bedingungen wie bei Schalttransistoren mit einem Kollektor.

Bereits für einen Schalttransistor mit zwei Kollektoren läßt sich eine Fülle von Schaltungsmöglichkeiten angeben. Betrachten wir zunächst eine Anordnung, bei der kollektorseitig gleiche Vorspannungen und gleiche Arbeitswiderstände verwendet werden (s. Bild 7 mit $U_{c1} = U_{c2}$, $R_{c1} = R_{c2}$). Geht man aus dem Sperrbereich der Eingangskennlinie in den aktiven Bereich über, so wird zunächst nur die Strecke zwischen dem Emitter und einem Kollektor leitend, und zwar gelangen die injizierten Ladungsträger allein zu demjenigen Kollektor, der das höhere Potential am Emitter erzeugt. Mit anderen Worten: die „Zündung" erfolgt (bei gleichen äußeren Vorspannungen und Widerständen) zwischen dem Emitter und demjenigen Kollektor, der den geringeren Engewiderstand vor der Spitze besitzt und damit die höhere Knickspannung in der Eingangskennlinie erzeugt (s. Bild 8). Es wird also stets zunächst nur ein Weg im Transistor leitend gemacht. Erst wenn man den Transistor in das Gebiet der Sättigung hineinsteuert, in welchem die Fokussierung durch Abnahme des Zugfeldes und der Emitterwirksamkeit sowie durch Zunahme der Rekombination aufgehoben wird, erfolgt der Stromtransport über beide Kollektoren C_1 und C_2. Die Steigung im Flußbereich der Eingangskennlinie (Bild 8) nimmt an dieser Stelle sprunghaft um die Hälfte ab, da nunmehr die Wege über beide

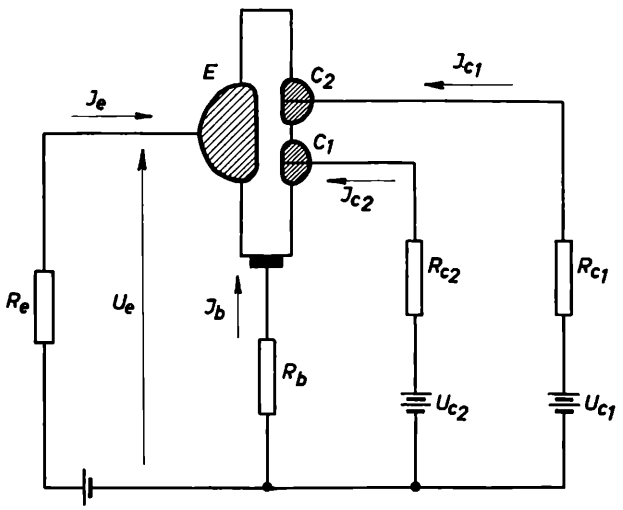


Bild 7. Prinzipschaltbild des Schalttransistors mit zwei Kollektoren

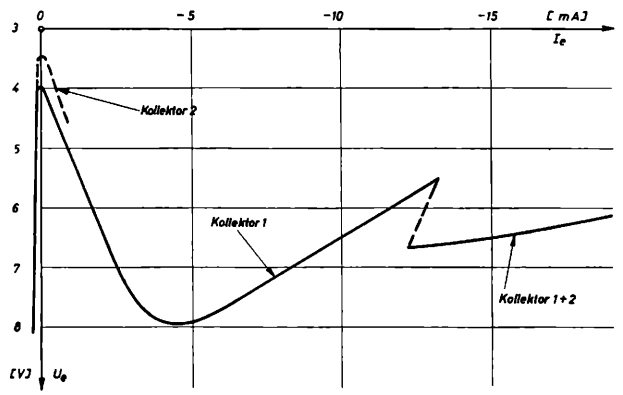
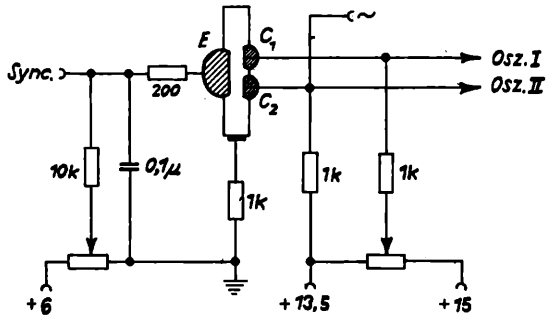


Bild 8. Eingangskennlinie eines Schalttransistors mit zwei Kollektoren bei gleichen Kollektorspannungen und -widerständen
($U_{c1} = U_{c2} = 14$ V, $R_{c1} = R_{c2} = 400\ \Omega$)

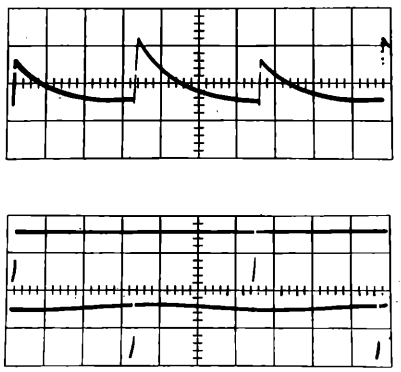
Kollektoren parallel geschaltet sind. Die Mitübernahme des Stromes durch den zweiten Kollektor erfolgt in einem Arbeitsbereich, in dem der Basisstrom bereits wesentlich abgenommen, jedoch sein Vorzeichen noch nicht gewechselt hat. Bei höherer Injektion geht der Basisstrom von negativen zu positiven Werten über.

In allen Fällen erfolgt der Stromtransport zunächst ausschließlich über einen der beiden Kollektoren, und zwar nimmt derjenige Kollektor die injizierten Ladungsträger auf, der das höhere Feld in die Basis hineinträgt. Durch eine möglichst gleichmäßige Herstellung der beiden Kollektoren oder eine entsprechende Wahl der beiden Kollektorspannungen läßt sich erreichen, daß beide Kollektoren annähernd die gleiche Knickspan-

nung erhalten. Es genügt dann eine sehr geringe Verschiebung einer der beiden Kollektorspannungen, beispielsweise um 0,1 Volt, um den Einschaltvorgang auf einen gewünschten Kollektor zu leiten. Die Zuführung einer Steuerspannung am Kollektor braucht dabei nur kurzzeitig, d. h. im Augenblick des Einschaltens zu erfolgen. In Bild 9 a, b ist ein einfaches Demonstrationsbeispiel dargestellt. Auf der Emitterseite wird in bekannter Weise ein selbsttätig ablaufender Kippvorgang erzeugt, während einem der beiden Kollektoren eine Sinusspannung von etwa 0,2 Volt zugeführt wird. Da



a) Schaltbild



b) Spannungsverlauf am Emitter (oben) und an den beiden Kollektoren (unten)

Bild 9. Modellversuch

der Kollektor C_2 eine etwas kleinere Vorspannung hat als C_1, kann er nur innerhalb der positiven Halbwelle der aufgeprägten Sinusspannung zünden. Je nach Phasenlage zwischen dem Kippvorgang und der Sinusspannung erfolgt also die Entladung des am Emitter liegenden Kondensators über den Kollektor 1 oder 2. Eine alternierende Entladung über die beiden Kollektoren erhält man, wenn die Kippfrequenz mit der doppelten Frequenz der Sinusspannung synchronisiert wird. In Bild 9 b wird oben zunächst der Kippvorgang am Emitter gezeigt, darunter sind die Entladungsimpulse zu erkennen, die abwechselnd an den beiden Kollektoren erscheinen.

Das vorstehend geschilderte Bauelement bietet also die Möglichkeit, bereits mit geringen Steuerenergien die Durchschaltung auf einen der beiden vorhandenen Ausgänge zu lenken. Es ist offenbar, daß sich durch Hintereinanderschaltung mehrerer solcher Schalttransistoren — etwa nach dem Prinzip der Relaispyramide — eine Verzweigung auf eine größere Anzahl von Ausgängen durchführen läßt. Die hohen Anforderungen bezüglich der Nebensprechdämpfung, die in der Vermittlungstechnik gestellt werden, können jedoch z. Z. nicht erfüllt werden. Es ist nämlich nicht zu vermeiden, daß ein Teil des Eingangssignales über die gemeinsame Basis abfließt und so eine geringe Beeinflussung des zweiten Übertragungsweges hervorruft. Dies ist bei genauerer Betrachtung des Oszillogrammes (Bild 9 b) zu erkennen, indem nämlich am Kollektor 2 ein schwaches positives Signal auftritt, wenn die Kondensatorentladung über den Kollektor 1 erfolgt. Bei kleinem Basiswiderstand und geringer übertragener Signalleistung (5 mW) läßt sich eine Nebensprechdämpfung von etwa 50 dB erzielen.

Weitere Schaltmöglichkeiten bietet der Schalttransistor mit zwei Kollektoren, wenn man unterschiedliche Kollektorspannungen und -widerstände wählt. Macht man etwa $U_{c1} > U_{c2}$ und $R_{c1} > R_{c2}$, so erzeugt im Sperrzustand der Kollektor 1 das höhere Potential am Emitter und wird daher zunächst die injizierten Ladungsträger übernehmen. Ist jedoch die Spannung am Kollektor 1 hinreichend weit abgebaut, so geht der Ladungsträgertransport sprunghaft auf den Kollektor 2 über. Bei noch höheren Strömen stellt sich auch hier der Sättigungszustand ein, d. h. es werden beide Kollektoren leitend.

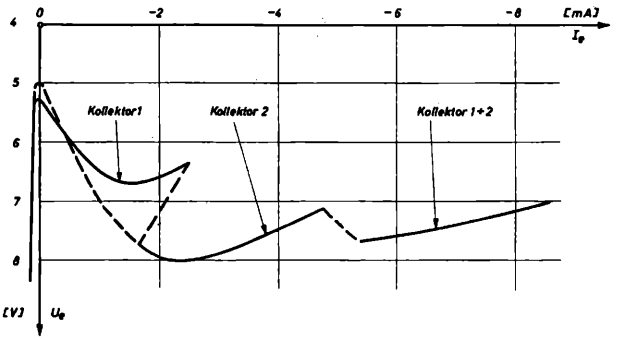


Bild 10. Eingangskennlinie eines Schalttransistors mit zwei Kollektoren für $U_{c1} > U_{c2}$ und $R_{c1} > R_{c2}$

Der doppelte Schalttransistor besitzt also vier Arbeitszustände: beide Kollektoren aus, Kollektor 1 ein, Kollektor 2 ein, beide Kollektoren ein. Bild 10 zeigt die Eingangskennlinie eines Schalttransistors mit zwei Kollektoren. Es sind deutlich die vier verschiedenen Arbeitsbereiche zu unterscheiden; die gegenseitige Lage dieser Bereiche ist durch Wahl der Kollektorspannungen und -widerstände zu beeinflussen. Eine geeignet gelegte Arbeitsgerade schneidet die Kennlinie in vier stabilen Arbeitspunkten. Ein solcher Schalttransistor leistet also das gleiche wie beispielsweise zwei Stufen einer binären Zählanordnung. Auch in anderen logischen Schaltungen kann ein derartiges Bauelement unter wesentlicher Einsparung von Bauteilen verwendet werden. Es ist ferner möglich, das Prinzip des Schalttransistors auf ein Bauelement mit mehr als zwei Kollektoren zu erweitern, beispielsweise zur Konstruktion eines Zählers, bei dem der Schaltzustand „ein" von einem Kollektor auf den anderen übertragen wird. Ein für alle Kollektoren wirksamer Rückschaltimpuls kann dem gemeinsamen Basiskontakt zugeführt werden.

b) Strahlungsgesteuerte Schalttransistoren

Wie in Abschnitt 2 gezeigt, wird der Arbeitszustand des Schalttransistors durch das vor dem Emitter liegende Potential $U_{b'b}$ und durch die angelegte Emitterspannung U_{eb} bestimmt. Der Einschaltvorgang geht im allgemeinen so vor sich, daß die Emitterspannung U_{eb} kurzfristig, z. B. durch einen negativen Impuls, unter $U_{b'b}$ abgesenkt wird. In der Eingangskennlinie, Bild 4, wird demnach der Arbeitspunkt über den Kennlinienknick gehoben. Es ist jedoch auch möglich, den Einschaltvorgang dadurch zu bewirken, daß man die Emitterspannung U_{eb} festhält, jedoch den Knickpunkt der Kennlinie

($U_{b'b}$) absenkt. Dazu muß $U_{b'b}$ der Kollektorspannung U_{cb} genähert werden, was durch Verminderung des Widerstandes R_c^* vor der Wolframspitze geschehen kann. Eine Widerstandsänderung ist im Halbleiterkörper auf verschiedene Weise zu erreichen, nämlich durch Temperaturerhöhung, durch Belichtung und durch Beschuß mit energiereichen geladenen Teilchen, z. B. mit Elektronen. Die Auslösung von Schaltmechanismen in der Doppelbasisdiode durch Lichteinstrahlung wurde bereits beschrieben [14] und kann auch mit Schalttransistoren durchgeführt werden. Die Methode, eine Widerstandsänderung durch Beschuß mit Elektronen (Kathodenstrahlen) zu bewirken, hat den Vorzug, daß eine größere Anzahl von Schaltungen innerhalb sehr kurzer Zeit zu erreichen ist.

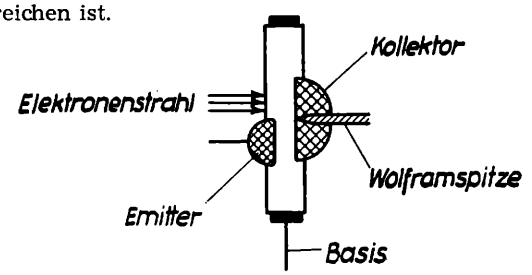


Bild 11. Spezielle Ausführungsform strahlungsgesteuerter Schalttransistoren

Für strahlungsgesteuerte Schalttransistoren ist eine spezielle Bauform zweckmäßig. Das Basismaterial soll hochohmig sein, damit die relative Leitfähigkeitsänderung möglichst groß wird. Wie in Bild 11 angedeutet, soll sich die in den Kollektor eingesenkte Wolframspitze gegenüber dem Rand des Emitters befinden, so daß einerseits die neben dem Emitter auftreffende Strahlung eine Widerstandsänderung des vor der Spitze liegenden Stromgebietes bewirkt, zum anderen aber auch die vom Emitter ausgehenden Ladungsträger zu diesem Kontakt gelangen können. Letzteres ist notwendig, damit der selbständige Ablauf des Schaltmechanismus nach seiner Einleitung durch die Strahlung gewährleistet ist. Um einen möglichst großen Anteil der von der Strahlung erzeugten Zusatzladungsträger in die Nähe der Wolframspitze zu bringen, muß die Basis — zumindest an der Stelle, wo die Strahlung auftrifft — hinreichend dünn gewählt werden. Sollen die Transistoren durch Kathodenstrahlen geschaltet werden, so muß schließlich noch aus vakuumtechnischen Gründen gefordert werden, daß eine Erhitzung auf etwa 200° C möglich ist.

Bild 12 a zeigt eine Anordnung zur Steuerung von Schalttransistoren mittels Kathodenstrahlen. In dem Auffänger, der mit Bohrungen und einem Leuchtschirm zur Kontrolle der Fokussierung versehen ist, befinden sich fünf Schalttransistoren. Für einen Demonstrationsversuch sind die Transistoren monostabil geschaltet worden, d. h. einige Zeit, nachdem der Einschaltvorgang durch den Elektronenstrahl ausgelöst wurde, gehen sie von selbst wieder in den nichtleitenden Zustand über. Die Ablenkung des Elektronenstrahles erfolgt zeitlinear, so daß die Schalttransistoren nacheinander getroffen werden und dementsprechend Schaltungen in einer bestimmten zeitlichen Reihenfolge ausführen (s. Bild 12 b). Es kann erreicht werden, daß der Einschaltvorgang bereits mit Kathodenstrahlimpulsen (1500 V) von etwa 1 µA und weniger als 1 µsec Dauer ausgelöst wird. Schließlich sei noch darauf hingewiesen, daß der für Versuchszwecke gewählte Aufbau von fünf

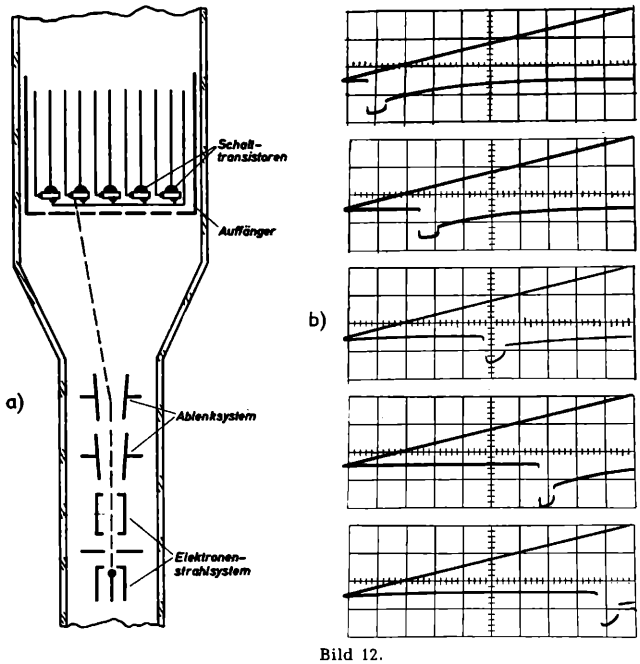


Bild 12.
a) Anordnung zur Steuerung von Schalttransistoren mittels Kathodenstrahlen
b) Schaltvorgänge bei zeitlinearer Ablenkung des Kathodenstrahls. Jedem der 5 Schalttransistoren ist ein Zweistrahloszillogramm zugeordnet. Oberer Strahl: Verlauf der Ablenkspannung für den Kathodenstrahl. Unterer Strahl: Verlauf der Kollektorspannung bei monostabiler Kippschaltung. Zeitbasis 100 µsec/cm

nebeneinanderliegenden Transistoren sich auch zu einem zweidimensionalen Schema, beispielsweise von 10 × 10 oder mehr Transistoren, erweitern läßt, so daß mittels gleichzeitig erfolgender horizontaler und vertikaler Ablenkung eine wesentliche Erhöhung der Anzahl der Schaltmöglichkeiten erreicht werden kann.

Ein Nachteil der gezeigten Anordnung ist in dem relativ komplizierten Aufbau zu sehen, der erforderlich wird, wenn man eine größere Anzahl von Schaltelementen im Vakuum unterbringen muß. Diese Schwierigkeit kann nur umgangen werden, wenn man die Energie des Elektronenstrahls in Lichtenergie umsetzt, z. B. indem man die Elektronen auf einen Leuchtschirm mit möglichst kleiner Nachleuchtdauer auftreffen läßt. Mit dieser Lichtenergie können ebenfalls Schaltvorgänge im Transistor ausgelöst werden. Lichtgesteuerte Schalttransistoren dürften auch in vielen anderen Anwendungsgebieten, z. B. für Lichtrelais und Warnanlagen, von Bedeutung sein, da hierbei mit relativ geringem Aufwand eine erhebliche Signalenergie geliefert werden kann.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *Lo, A. W.:* Proc. Inst. Radio Eng. 40 (1952), S. 1531.
Anderson, A. E.: Proc. Inst. Radio Eng. 40 (1952), S. 1541.
[2] *Ebers, J. J.:* Proc. Inst. Radio Eng. 40 (1952), S. 1361.
[3] *Kidd, M. C., W. Hasenberg* und *W. M. Webster:* RCA Rev. 16 (1955), S. 16.
[4] *Miller, S. L.* und *J. J. Ebers:* Bell Syst. techn. J. 34 (1955), S. 883.
[5] *Gibson, A. F.:* Vortrag auf der „Conference on Transistors", London 27./28. Sept. 1957.
[6] *Rall, B.:* Nachrichtentechn. Fachber. 5 (1956), S. 50.
[7] *Granville, J. W.:* J. Electronics 1 (1956), S. 565.
[8] *Suran, J. J.:* Electronics 28 (1955), S. 198.
[9] *Salow, H.* und *W. v. Münch:* Z. angew. Phys. 8 (1956), S. 114.
[10] *Salow, H.:* Nachrichtentechn. Fachber. 5 (1956), S. 57.
[11] *v. Münch, W.:* Z. angew. Phys. 9 (1957), S. 621.
[12] *Rutz, R. F.:* IBM J. Res. Dev. 1 (1957), S. 212.
[13] *Fletcher, N. H.:* Proc. Inst. Radio Eng. 43 (1955), S. 551.
[14] *Granville, J. W.:* Brit. J. appl. Phys. 6 (1955), S. 172.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 7, JULI 1959

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Erste Ergebnisse der Satellitenbeobachtung für die Kenntnis der Wellenausbreitung

Von **B. Beckmann**

Mit 23 Bildern

DK 621.371

Die Radiobeobachtungen an Satelliten kann man nach folgenden Gesichtspunkten unterscheiden:

1. Registrierungen der relativen Feldstärke der Satellitensender,
2. Messungen des Doppler-Effektes bei Annäherung und Entfernung in bezug auf den Beobachtungsort,
3. Peilungen,
4. Ortung durch als Interferometer wirkende Empfangsantennen,
5. Radarbeobachtungen.

Alle diese Messungen haben einerseits dazu gedient, Angaben für die Vorausberechnung von Bahnkurven zu liefern, andererseits hat man versucht, aus ihnen auf für die Ionosphärenforschung interessante Probleme zu schließen. Wenn auch der Umfang der bekanntgewordenen Ergebnisse noch sehr begrenzt ist, so ist es trotzdem zweckmäßig, sie einmal kurz zusammenzufassen.

1. Feldstärkeregistrierungen

In Bild 1 sieht man von der PTT-Station in Banburry, England, durchgeführte Feldstärkeregistrierungen bei Durchgängen, bei denen sich der Satellit Sputnik I unterhalb des F-Schicht-Maximums befand und solche, bei denen er oberhalb des F-Maximums war (220 und 450 km, Frequenz 40 MHz). Im ersten Falle (Bild 1a und b, 10. und 11. Okt. 1957, 22.50 GMT) war die Feldstärke etwa 10 db größer, aber die Empfangszeit betrug nur etwa 7,3 Minuten, während sie im zweiten Falle (Bild 1c, 13. Okt. 1957, 05.30 GMT) bei kleinerer Feldstärke 11 Minuten dauerte. Der Zeitpunkt der größten Annäherung an den Beobachtungsort, hier und im folgenden kurz als „Durchgang" bezeichnet, ist aus später zu erörternden Doppler-Effekt-Messungen bestimmt (↙). Im obersten Bild beträgt demnach die Anflugzeit etwa 3,3 Minuten, die Abflugzeit 4 Minuten. Im unteren Bild erkennt man eine stärkere Unsymmetrie der An- und Abflugzeiten. Der Anflug dauert hier 3 bis 4 Minuten, der Abflug etwa 6,5 Minuten. Nach diesen und ähnlichen Beobachtungen dürfte die Unsymmetrie der An- und Abflugzeiten auf eine ionosphärische Beeinflussung der Strahlung hinweisen.

Es ist erforderlich, den Schwundcharakter näher zu betrachten, der häufig vor oder nach dem Durchgang verschieden ist. Einige tiefe Einsattelungen sind eindeutig durch die Nullstellen der Empfangsantenne des Diagramms gegeben, durch die die Bahn des Satelliten verläuft. Darüber hinaus treten Perioden von 4 Sekunden, 5 Sekunden und 9 Sekunden Dauer auf, die man den Rotationsschwingungen bzw. der Kreiselpräzession des Satelliten zuschreibt. Zeitweilig treten auch kürzere Fading-Perioden von 1 bis 2 Sekunden Dauer auf, die den sogenannten Faraday-Effekt als Ursache haben, von dem noch zu sprechen sein wird.

Bild 2 zeigt den eben geschilderten Einfluß der Ionosphäre auf die Empfangszeit der Satellitenstrahlung nach einer Beobachtung von *E. D. R. Shearman* (6. Nov. 57, 13.50 GMT, Frequenz 40 MHz). Beim Anflug war der Satellit zunächst unterhalb des F-Maximums hörbar, dann wurde er durch die F-Schicht abgeschirmt und erst nach Überschreitung des kritischen Einfallwinkels trat wieder Empfang ein. Der Arcuscosinus dieses Winkels ist gleich dem Quotienten der senkrecht durch Echolotung gemessenen Grenzfrequenz und der ausgestrahlten Satellitenfrequenz. Beim Abflug ist die Zeit des Empfangs verlängert durch Strahlablenkung in der F-Schicht unterhalb des Horizonts. Die durch das Antennendiagramm gegebenen Grenzwinkel wurden in der Nord-West-Richtung auf 2,5° und in der Süd-West-Richtung auf 10° geschätzt.

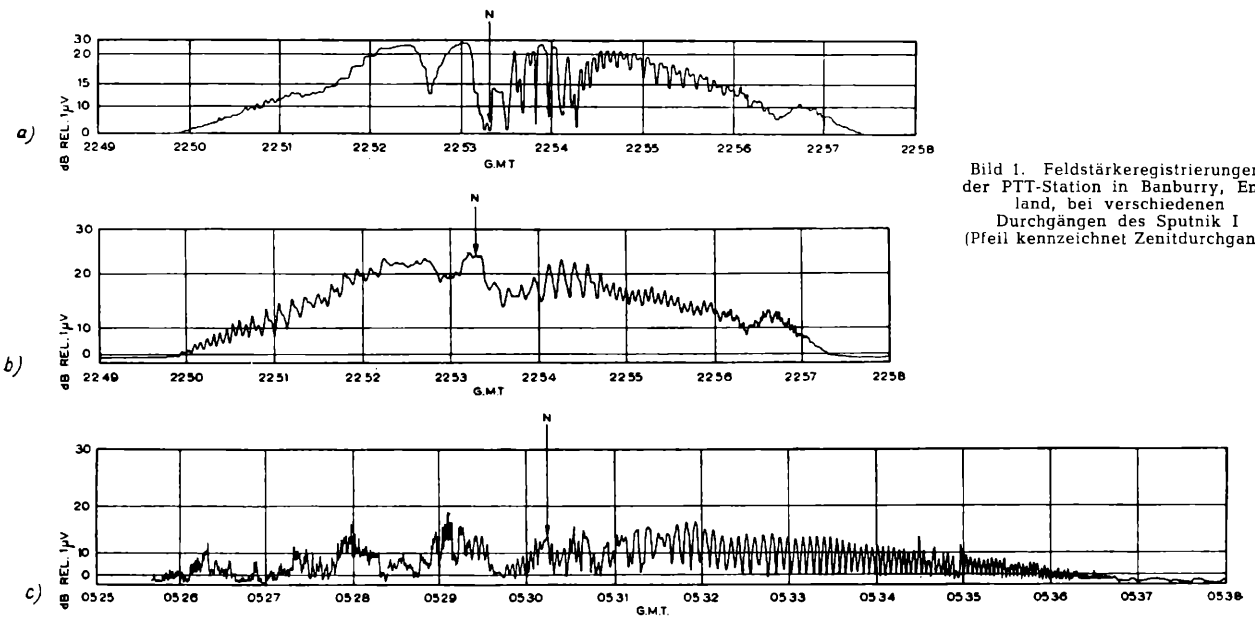


Bild 1. Feldstärkeregistrierungen der PTT-Station in Banburry, England, bei verschiedenen Durchgängen des Sputnik I (Pfeil kennzeichnet Zenitdurchgang)

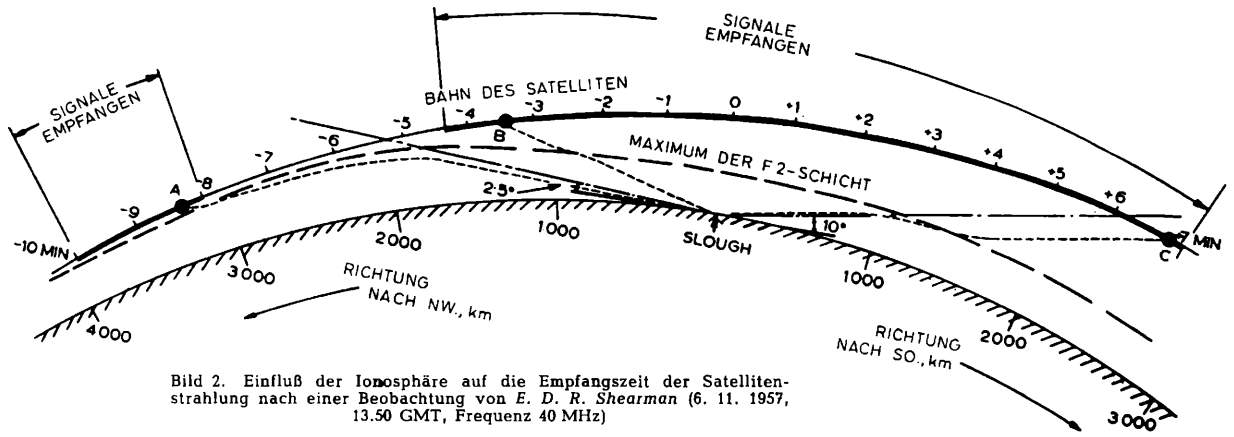


Bild 2. Einfluß der Ionosphäre auf die Empfangszeit der Satellitenstrahlung nach einer Beobachtung von *E. D. R. Shearman* (6. 11. 1957, 13.50 GMT, Frequenz 40 MHz)

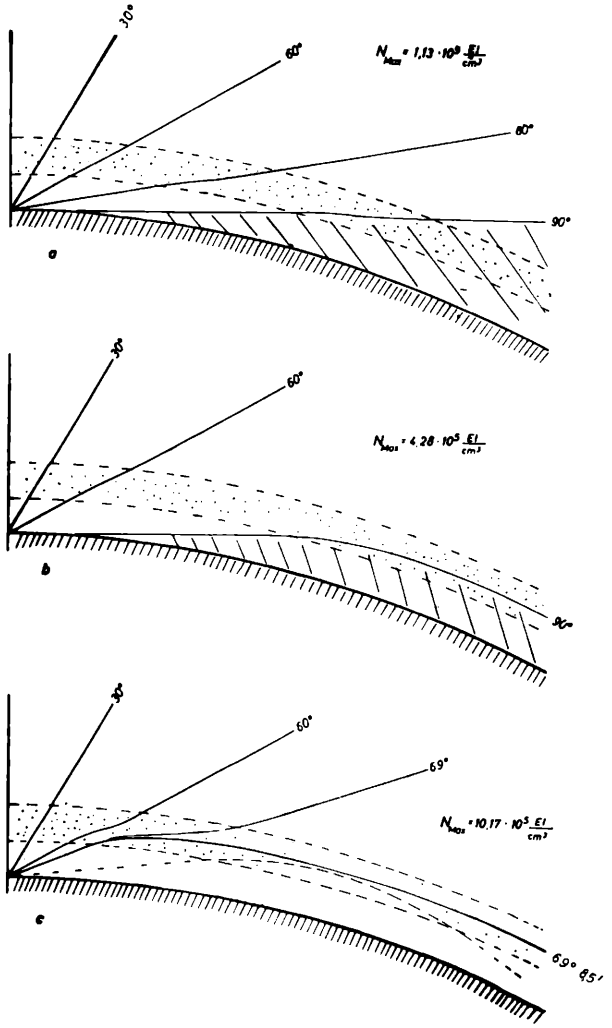


Bild 3. Brechungseigenschaften der Ionosphäre in bezug auf die Satellitenstrahlung

Dr. *Revellio* vom Institut für Stratophärenphysik Weissenau hat sich theoretisch mit den Brechungseigenschaften der Ionosphäre, speziell in bezug auf die Satellitenstrahlung, befaßt. Das Bild 3 zeigt Ergebnisse seiner Rechnungen.

a) Bei relativ geringer Elektronenkonzentration ist der Satellit nur innerhalb des optischen Horizonts zu empfangen.

b) Mit wachsender Elektronenkonzentration tritt zunächst ein Schattenraum auf, aus dem keine Signale zu empfangen sind.

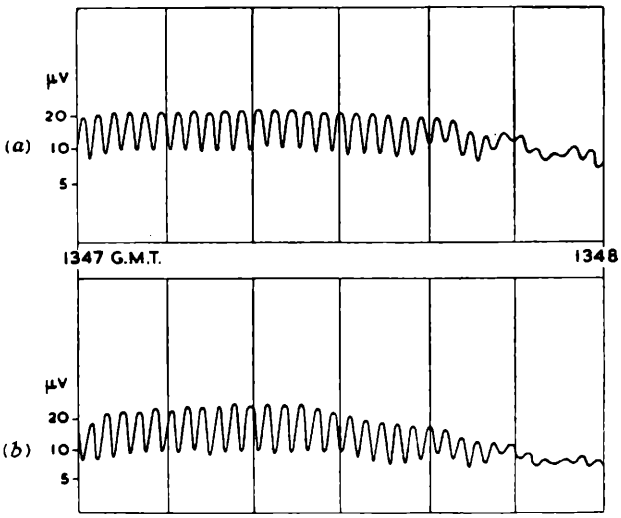


Bild 4. Feldstärkeregistrierungen des BBC Research Department, England, an senkrecht zueinander angeordneten Horizontaldipolen

c) Mit weiter zunehmender Elektronenkonzentration verschwindet dieser Schattenraum unterhalb des F2-Maximums, und der Satellit kann durch Strahlenbrechung unterhalb des Horizonts empfangen werden, d. h. es tritt eine vergrößerte Reichweite ein. Die erwähnte Reichweitenbegrenzung des Satellitenempfangs am Äquator dürfte möglicherweise durch die zu geringe Elektronenkonzentration am Äquator zu erklären sein, wo bekanntlich die F2-Schicht-Konzentration eine „Senke" aufweist. Für die Begrenzung der Empfangszeit im Norden werden Inhomogenitäten in der Polarlichtzone vermutet.

Teilweise wurden Signale der Satelliten noch aus großen Entfernungen empfangen. Dabei wurden sogar durch Peilung aus der Gegenrichtung diese Signale festgestellt, was auf einen Erdumlauf schließen läßt. Da die Leistung des Satellitensenders gering ist, und andererseits die Feldstärke noch relativ hoch, wird vermutet, daß das Ionisationsminimum zwischen E- und F-Schicht als Wellenleiter wirkt, wobei die Dämpfung sehr gering ist. Es könnte sein, daß sich auf diese Weise auch die bekannten Erdumlaufzeichen im kommerziellen Telegraphieverkehr ausbreiten, da auch hier bei Mehrfachumläufen die Dämpfung nur einige db beträgt. Bei einigen Umläufen der Erdsatelliten wurden die ausgesandten Signale dauernd empfangen. Der jeweilige Durchgang für den Beobachtungsort konnte dabei nur durch Doppler-Effekt-Messungen oder Peilung festgestellt werden.

Bild 4 a, b zeigt Feldstärkeregistrierungen des BBC Research Department, England, die gleichzeitig an senkrecht zueinander angeordneten Horizontaldipolen durchgeführt wurden. Die Feldstärkeschwankungen haben einen fast sinusförmigen Verlauf, wobei die Phasendifferenz um 180° verschoben ist. Diese Schwunderscheinung ist durch den aus der Optik bekannten Faraday-Effekt bewirkt. Durch den Einfluß des erdmagnetischen Feldes verhält sich die Ionosphäre wie ein doppelbrechendes Medium. Durch das Zusammenwirken der entgegengesetzt zirkular polarisierten ordentlichen und außerordentlichen Komponente entsteht eine Drehung des Phasenvektors der Resultierenden, wobei der Drehwinkel proportional der optischen Wegdifferenz der beiden Komponenten ist. Sie errechnet sich aus der Appleton-Hartree-Formel für die quasi-longitudinale Näherung, und man findet, daß die Phase sich periodisch mit dem Einfallswinkel der Welle ändert. Mit wachsendem Einfallswinkel nimmt die hierdurch gegebene Schwundfrequenz zu. Die im Bild gezeigte Verschiebung der Phase um 180° in zwei zueinander senkrechten Ebenen ist ein Beweis für die Richtigkeit der Annahme. Der Phasenvektor und damit die Schwundfrequenz ist außerdem umgekehrt dem Quadrat der Frequenz proportional, d. h. bei 40 MHz ist sie viermal so groß als bei 20 MHz.

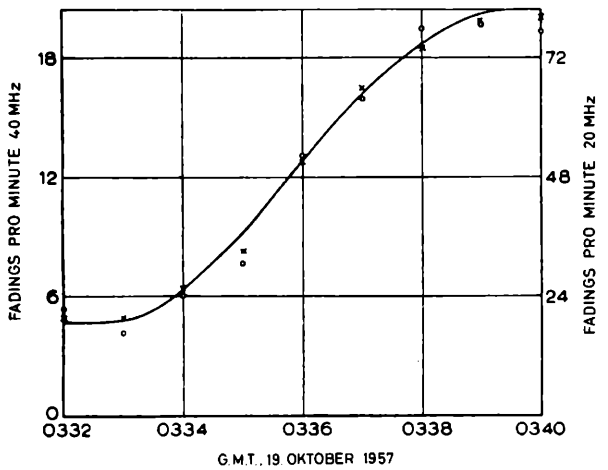


Bild 5. Zunahme der Schwundfrequenz beim Abflug nach einem Durchgang nach Beobachtungen des Royal Aircraft Establishment, England

Bild 5 zeigt die Zunahme der Schwundfrequenz beim Abflug des Satelliten nach einem Durchgang nach Beobachtungen des Royal Aircraft Establishment. Die Frequenzabhängigkeit ist durch entsprechend verschobene Skalen (1 : 4) berücksichtigt. Die Meßpunkte liegen sehr gut auf einer Kurve, was ebenfalls die Richtigkeit der Erklärung durch den Faraday-Effekt bestätigt.

Der Phasenvektor ist nach der Theorie außerdem proportional der gesamten Ladungsträgerdichte auf dem durchstrahlten Weg. Deshalb kann man aus dem Faraday-Effekt die Gesamtzahl der Elektronen in einem Zylinder von 1 cm² Durchmsser bis zur Satellitenhöhe bestimmen. Es wurde hierfür nach englischen Messungen der Wert $1{,}9 \cdot 10^{13}$ Elektronen gefunden, ein Wert, der sich in guter Übereinstimmung befindet mit demjenigen, der aus dem Faraday-Effekt von Mondechos von *Browne* und *Evans* in Amerika abgeleitet wurde. Dieser Wert beträgt etwa das Zehnfache dessen, was man unter Annahme einer Parabelschicht mit dem aus Senkrechtlotungen ermittelten Maximum erhält. Man fand in einem Zylinder bis zum F2-Maximum $4 \cdot 10^{12}$ Elektronen; folglich müßten sich in der Fortsetzung des Zylinders vom F2-Maximum bis zur Satellitenhöhe noch $15 \cdot 10^{12}$ Elektronen befinden. Dieser Wert ist etwa dreimal so groß als man angenommen hat, d. h. die Abnahme der Ladungsträgerdichte mit der Höhe erfolgt wesentlich langsamer.

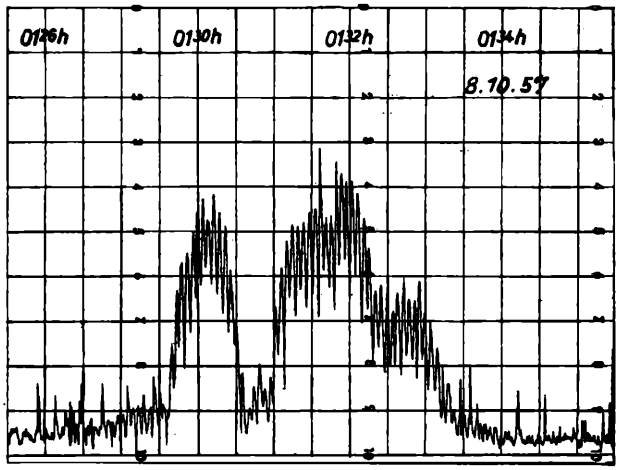


Bild 6 a

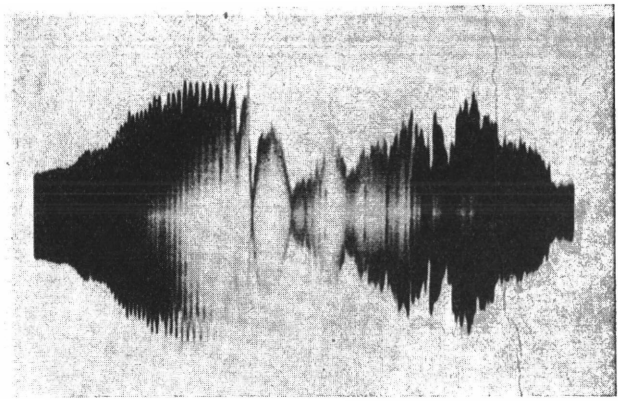


Bild 6 b

Bild 6. Faraday-Effekt
a) auf 20 MHz, registriert im Institut für Ionosphärenphysik Lindau/Harz
b) auf 40 MHz, registriert im Ionosphäreninstitut Breisach

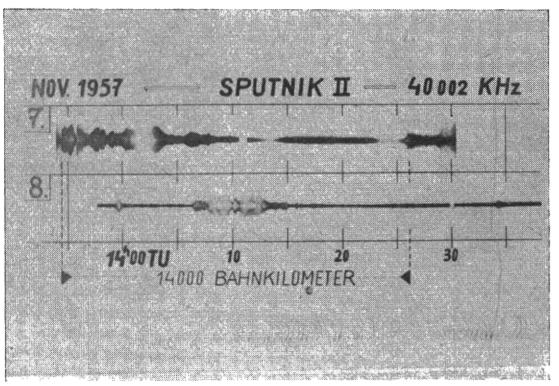


Bild 7. Beispiel einer von der Ionosphärenstation Breisach beobachteten Überreichweite

Bild 6 a zeigt ein Beispiel für den Faraday-Effekt auf 20 MHz, registriert im Institut für Ionosphärenphysik, Lindau/Harz. Man erkennt einen Schwund von 7 bis 14 Perioden pro Minute (= 1,1—0,7 Hz).

Bild 6 b zeigt ein von der Ionosphärenstation Breisach aufgenommenes Ozsillogramm des Sputniks II auf 40 MHz (7. November 1957, 12.08 bis 12.13 UT). Beim Abflug in der zweiten Bildhälfte sieht man eine ausge-

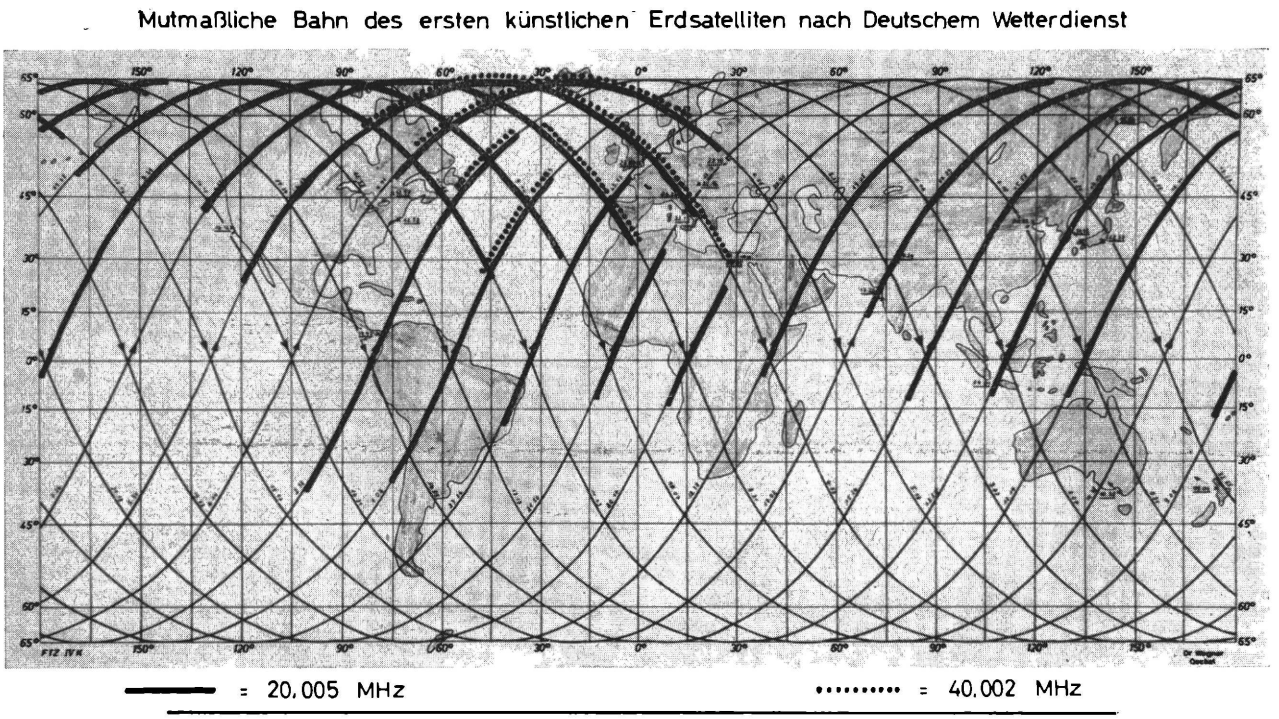


Bild 8. Empfangszeiten des Sputnik I auf 20 und 40 MHz am 6. Oktober 1957 nach Messungen des Funkkontroll-Meßdienstes der Deutschen Bundespost verglichen mit Bahnunterlagen des Deutschen Wetterdienstes

prägte Modulation des zu dieser Zeit vom Sputnik ausgesandten Dauerstrichs, deren Frequenz mit zunehmender Entfernung vom Beobachtungsort ansteigt und damit auf das Vorliegen eines Faraday-Effektes hinweist.

Bild 7 zeigt ein Beispiel einer von der Ionosphärenstation Breisach beobachteten Überreichweite. Man sieht die 14-Uhr-Durchgänge des Sputniks II auf 40 MHz am 7. und 8. November 1957. Nach den Durchgängen trat eine halbe Stunde später nochmals für mehrere Minuten ein Empfang auf aus einer Entfernung von mehr als 10 000 km. Eine ionosphärische Übertragung erscheint möglich, da die Grenzfrequenzen an beiden Tagen ungewöhnlich hoch lagen.

Bild 8 zeigt die Empfangszeiten des Sputniks I auf 20 und 40 MHz am 6. Oktober 1957 nach Messungen des Funkkontroll-Meßdienstes der Deutschen Bundespost verglichen mit Bahnunterlagen, die damals vom Deutschen Wetterdienst nach Rundfunk- und Zeitungsmeldungen (Genauigkeit ± 5 bis 10 Minuten) zur Verfügung gestellt wurden. Man sieht, daß die Empfangszeiten zum Teil auch noch unterhalb des Äquators herunterreichen. Die Beobachtungen wurden mit einer Rundstrahlantenne durchgeführt.

Bild 9 zeigt die Hörbarkeit des Sputniks I auf 20 MHz ebenfalls für den 6. Oktober und auch für den 7. Oktober 1957 nach Beobachtungen des Instituts für Stratosphärenphysik Weissenau, die ebenfalls mit einer Rundstrahlantenne durchgeführt wurden. Man erkennt aus der Darstellung, wo sich jeweils der Satellit zur Empfangszeit befand, insbesondere wann er den Äquator und den nördlichen 48. Breitengrad auf- und absteigend passierte. Die schraffierten Bereiche geben an, wann sich der Satellit über dem optischen Horizont befand. Die punktierten Kurven stellen die Hörbarkeitszeit dar, gemittelt über alle Tage, an denen der Sputnik I gesendet hat (ca. drei Wochen). Danach wurde er im allgemeinen nur gehört, wenn er nördlich des Äquators stand. Ausnahmsweise konnte er auch während ganzer Umläufe

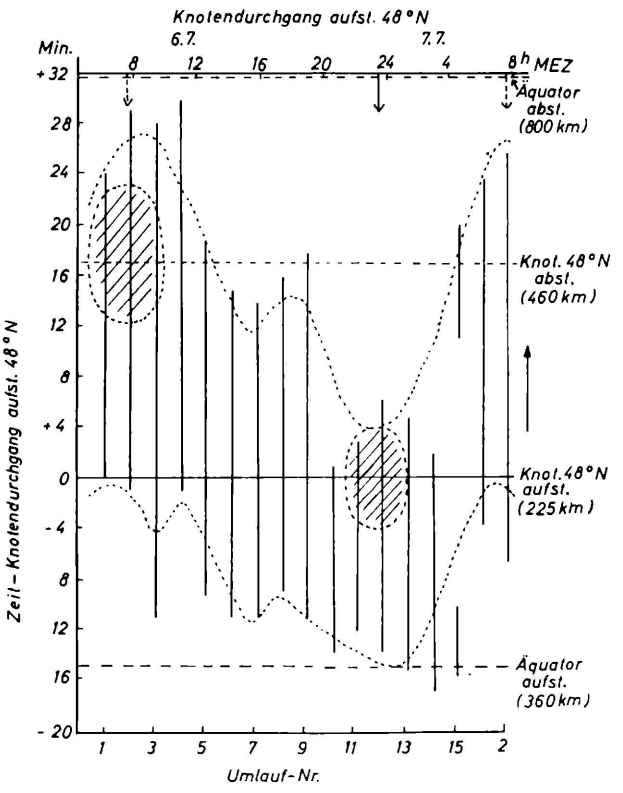


Bild 9. Hörbarkeit des Sputnik I auf 20 MHz für den 6. und 7. Oktober 1957 nach Beobachtungen des Institutes für Stratosphärenphysik, Weissenau

empfangen werden. Auffallend ist die schlechte Hörbarkeit, wenn er bei den Umläufen 11—14 in der Nacht sich vom Beobachtungsort nach Norden entfernte.

2. Doppler-Effekt-Messungen

Bild 10 zeigt ein Beispiel für die charakteristische Frequenzänderung, die bei Durchgängen beobachtet wird nach Messungen der englischen PTT. Diese durch den Doppler-Effekt gegebene Frequenzschwankung liegt

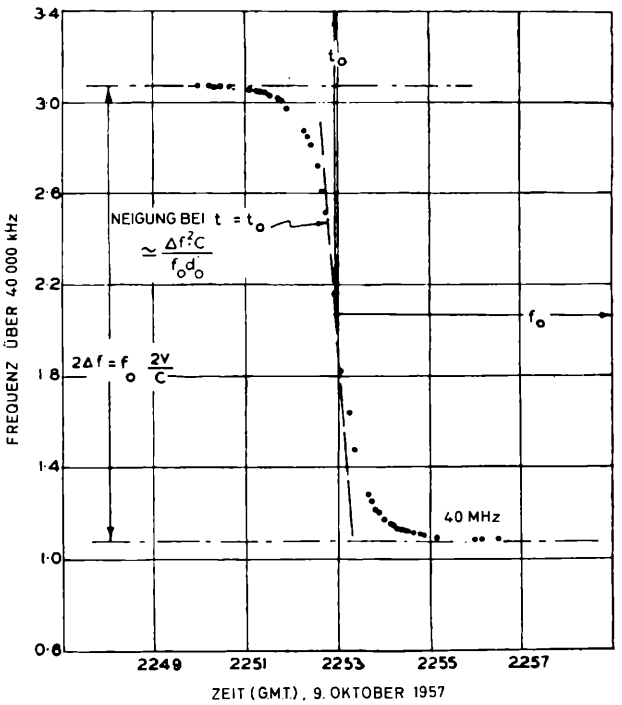


Bild 10. Beispiel für die bei Durchgängen beobachtete, durch den Doppler-Effekt hervorgerufene charakteristische Frequenzänderung nach Messungen der englischen PTT

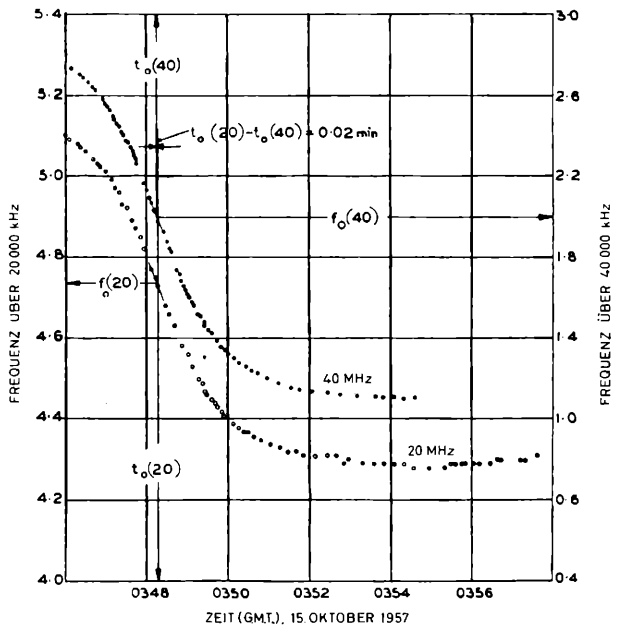


Bild 11. Doppler-Kurven für 20 und 40 MHz eines Durchganges nach Messungen der englischen PTT

zwischen etwa 500 bis 1000 Hz bei 20 MHz und 1000 bis 2000 Hz bei 40 MHz. Beim Anflug ist die Frequenz höher, beim Abflug niedriger als die Sollfrequenz. Beim Durchgang, d. h. zur Zeit der größten Annäherung an den Beobachtungsort, hat die Frequenzkurve ihre größte Steilheit. Diese ist umgekehrt proportional dem Abstand d_0 des Satelliten vom Beobachtungsort zur Zeit des Durchgangs. Die Geschwindigkeit des Satelliten ist der Frequenzänderung proportional. So können sowohl Abstand d_0 als auch Geschwindigkeit v aus Doppler-Effekt-Messungen bestimmt werden. Die Genauigkeit der englischen Messung betrug ± 5 Hz bei einer Zeitgenauigkeit von ± 1 Sekunde.

Bild 11 zeigt Doppler-Kurven für 20 und 40 MHz für denselben Durchgang. d_0 und v ergeben auf der niedrigen Frequenz größere Werte. Es wurden Unterschiede von 12 % in d_0 und 2 % in v beobachtet. Man hat versucht, den Dispersionseinfluß auszukorrigieren bei bestimmten ionosphärischen Annahmen. Der gerechnete d_0-Wert lag dann etwa 4 % unter dem für 40 MHz gemessenen, woraus man sieht, daß auch diese Frequenz noch beeinflußt wird. Diese Abweichungen treten jedoch nur bei Durchgängen in größeren Entfernungen vom Beobachtungsort auf und sind bei Zenitdurchgängen kaum mehr vorhanden. So können Radiobeobachtungen von Zenitdurchgängen wohl zu Messungen der Höhe und Geschwindigkeit der Satelliten benutzt werden.

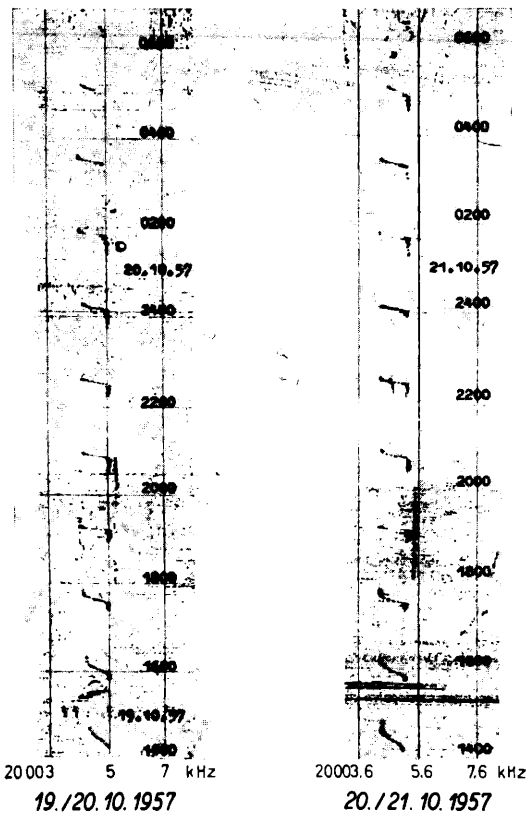


Bild 12. Doppler-Effekt-Messungen am Sputnik I auf 20 MHz des Funkkontroll-Meßdienstes der Deutschen Bundespost (20. bis 21. Oktober 1957)

Bild 12 zeigt Doppler-Effekt-Messungen am Sputnik I auf 20 MHz des Funkkontroll-Meßdienstes der Deutschen Bundespost (20. bis 21. Oktober 1957). Die die unterschiedlichen Entfernungen d_0 der Durchgänge vom Beobachtungsort München anzeigende unterschiedliche Steilheit ist erkennbar. Für eine genauere Berechnung von d_0 ist die Frequenzgenauigkeit des hierbei benutzten Frequenzbandschreibers nicht ausreichend (± 50 Hz bei ± 1 Minute).

Bild 13 zeigt verbesserte Registrierungen des Doppler-Effekts am Sputnik II auf 20 MHz ebenfalls vom Funkkontroll-Meßdienst der Deutschen Bundespost mit einem Enographenschreiber aufgezeichnet, der die die Abweichung von der Sollfrequenz anzeigende Gleichspannung eines besonderen Frequenzdiskriminators schreibt. Die hier gegebene Genauigkeit von ± 5 Hz bei ± 1 Sekunde ist für eine Berechnung von d_0 ausreichend. Im Vergleich zur Frequenzkurve sieht man noch den

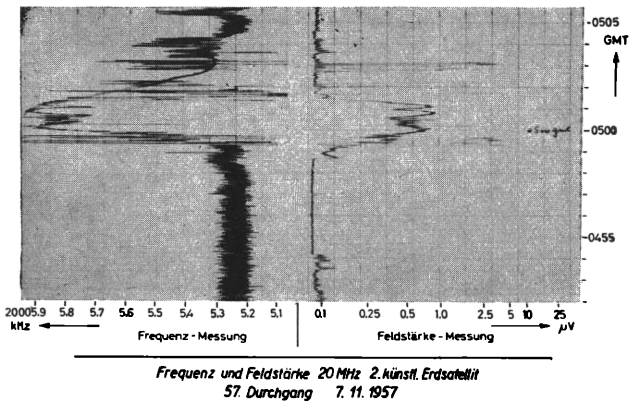


Bild 13. Verbesserte Registrierungen des Doppler-Effekts am Sputnik II auf 20 MHz des Funkkontroll-Meßdienstes der Deutschen Bundespost

durch die Regelspannung des Empfängers aufgezeichneten Feldstärkeverlauf.

Die Universitätssternwarte Bonn hat ein Verfahren entwickelt, nach dem durch Messungen des Doppler-Effekts an mindestens drei günstig gelegenen Orten die Bahndaten errechnet werden können. Aus den Durchgangszeiten an den drei Orten wird zunächst die Geschwindigkeit v und die Bahnneigung ermittelt. Aus der Steigung der Doppler-Kurve im Wendepunkt werden die Abstände d_0 der Durchgänge bestimmt. Aus d_0, v und Bahnneigung lassen sich in Verbindung mit den Keplerschen Gesetzen die drakonische Umlaufzeit, die große Ellipsenachse, die Exzentrizität, die Zeit und das Argument des Perigäums sowie der Zeitpunkt, die Länge bzw. Rektaszension des aufsteigenden Knotens errechnen. Das Verfahren ist anwendbar, wenn die Bahnneigung 10 bis 20 % größer als die geographische Breite der Beobachtungsstationen ist. In einer Besprechung des Arbeitskreises für Satellitenbeobachtungen bei der im April 1958 stattgefundenen Tagung der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre unter Vorsitz von Herrn Prof. *Becker*, Universitätssternwarte Bonn, wurden die mitarbeitenden Stellen aufgefordert, für den Fall, daß ein Satellit mit ausreichender Bahnneigung vorhanden ist, die 2×3 nahen Durchgänge pro Tag des Satelliten zu registrieren und den Zeitpunkt des Wendepunktes der Doppler-Kurve sowie die Steigung der Wendetangente (Hz/sec) an die Universitätssternwarte Bonn zu melden. Diese gibt dann die hieraus berechneten Bahndaten und Durchgangsvorhersagen bekannt.

3. Peilungen

Bild 14 b zeigt ein Beispiel einer in England (Admiralty Signal and Radar Establishment und Standard Telephone and Cable [Limited]) ausgeführten Peilung auf 20 MHz (unterer Bildteil). Im oberen Teil des Bildes (Bild 14 a) ist die gleichzeitig durchgeführte Messung des Doppler-Effektes wiedergegeben. Wie man sieht, bestehen Differenzen zwischen den Wendepunkten der Doppler-Kurve und der Peilkurve. Sie entstehen wahrscheinlich dadurch, daß die Bahn des Satelliten nicht parallel zur Erdoberfläche verläuft, sondern einen Anstiegswinkel von einigen Grad hatte. Auch bei der Peilung zeigt sich deutlich die Unsymmetrie des An- und Abflugs. Aus Doppler-Messungen abgeleitete Zenitdurchgänge stimmen mit der Peilung auf eine halbe Minute überein. Bei flachen Winkeln wurden Differenzen bis zu 3 Minuten gefunden. Als Ursache hierfür wird Streuung und Strahlenbrechung angesehen. Es wurden bessere Peilungen erhalten, wenn der Satellit unter dem F-Maximum war.

Bild 15 zeigt eine Richtungspeilung der Firma Telefunken, Ulm, auf 20 MHz mit der KW-Adcock-Sichtpeilanlage P. ST. 336. Die gemessenen Punkte liegen, ebenso wie bei den englischen Peilungen, recht gut auf einer arcustangens-ähnlichen Kurve, wie sie nach den geometrischen Daten zu erwarten ist.

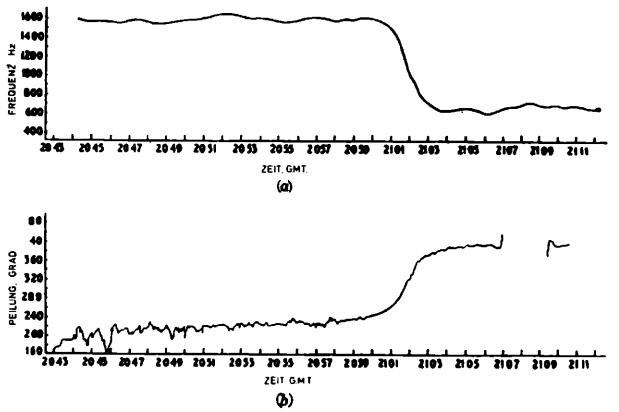


Bild 14. Beispiel einer in England (Admiralty Signal and Radar Establishment and Standard Telephone and Cable Limited) ausgeführten Peilung auf 20 MHz (unterer Bildteil b) im Vergleich zu einer gleichzeitig durchgeführten Messung des Doppler-Effekts (oberer Bildteil a)

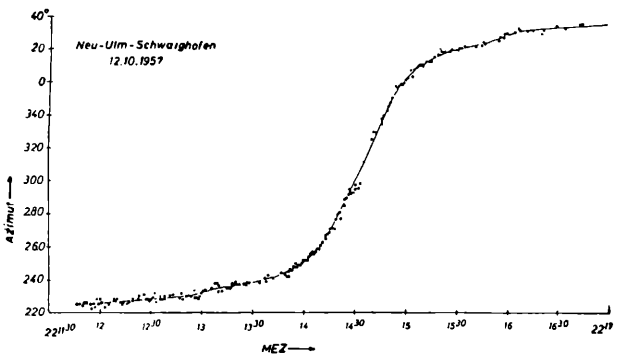


Bild 15. Richtungspeilung der Firma Telefunken, Ulm, auf 20 MHz mit der KW-Adcock-Sichtpeilanlage P. ST. 336

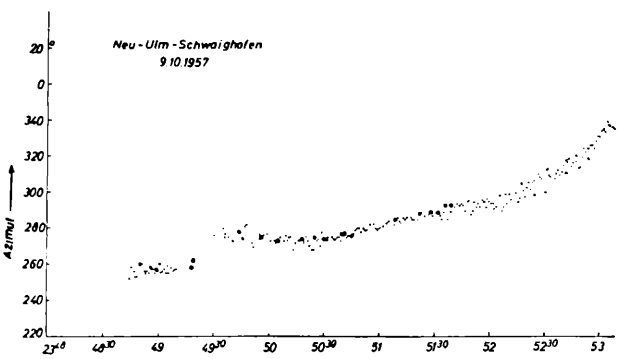


Bild 16. Beispiel einer gestörten Peilkurve, gemessen von der Firma Telefunken, Ulm

Bild 16 zeigt eine gestörte Peilkurve, die durch plötzlich auftretende Inhomogenitäten in der Ionosphäre erklärt werden kann.

Die Peilungen der Firma Telefunken zeigten, daß bei Empfang aus großen Entfernungen nur eine Wellenfront aus der Sollrichtung eintraf, was möglicherweise ebenfalls für einen Wellenleitermechanismus in der Ionosphäre spricht.

Bild 17 zeigt den $^1/_{10}$-Sekunden-Bildern des Sichtpeilers entnommenen Amplituden- und Richtungsverlauf für

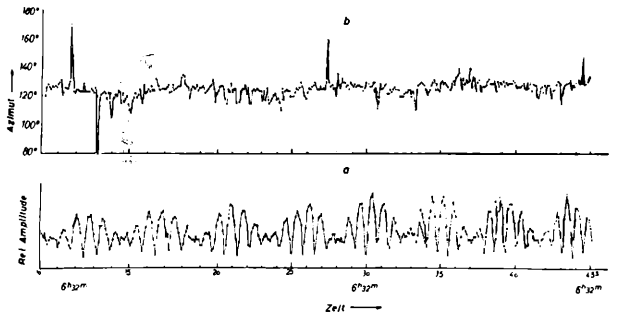


Bild 17. Amplituden- und Richtungsverlauf in $^1/_{10}$ Sekunden-Bildern des Sichtpeilers nach Messungen der Firma Telefunken, Ulm
a) Schwundverlauf, b) Peilrichtungsschwankung

eine relativ kurze Zeit. Der Satellit befand sich etwa 400 km südlich von Ulm und bewegte sich in Süd-Ost-Richtung.

Kurve a) zeigt den Schwundverlauf. Man erkennt zwei Schwundperioden, eine schnelle von 1,35 Hz und eine langsame von 0,226 Hz.

Kurve b) zeigt die Peilrichtungsschwankung. Man erkennt auch hier die schnelle Periode von 1,35 Hz, die in der Phase ebenso verläuft wie bei der Amplitudenschwankung. Außerdem sieht man eine langsame Periode von 0,112 Hz.

Die Periode von 1,35 Hz wird durch die Rotationsschwingung erklärt. Die langsame Periode von 0,112 Hz in der Peilung kann auf eine Kreisel-Präzession der Rotationsachse des Satelliten zurückgeführt werden. Die langsame Schwundperiode von 0,226 Hz wird als Summationsfrequenz der Kreisel-Präzession und des Faraday-Effektes gedeutet. Die Faraday-Frequenz folgt dann zu 0,34 Hz. Die Peilungen der Firma Telefunken wurden in Zusammenarbeit mit dem Institut für Stratosphärenphysik Weissenau durchgeführt.

Bei den Peilungen wurden auch Fluktuationen von 0,08 Sekunden festgestellt, bei denen merkliche Änderungen der Wellenfront eintraten. Sie müssen durch Inhomogenitäten der Ionosphäre von derselben Größe hervorgerufen sein wie diejenigen, die die Scintillation der Radiosterne verursachen, nämlich etwa 3 km im Durchmesser.

4. Interferometrische Messungen

Bild 18 zeigt den im Institut für Ionosphärenphysik Lindau beim Durchgang des Sputniks I auf 40 MHz beobachteten Amplitudenverlauf. Es wurde empfangen mit

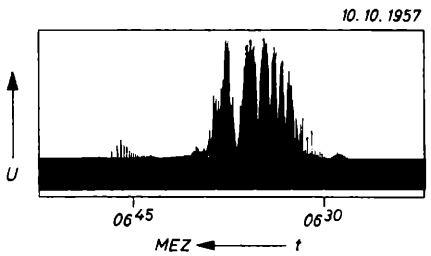


Bild 18. Amplitudenverlauf beim Durchgang des Sputnik I auf 40 MHz, beobachtet mit einer Richtantenne $4 \times 4\,\lambda/2$-Dipolen im Institut für Ionosphärenphysik, Lindau/Harz

einer Richtantenne von $4 \times 4\,\frac{\lambda}{2}$-Dipolen. Der Schwerpunkt lag in einer Höhe von 3λ über Erdboden. Der Erhebungswinkel der Hauptkeule ist etwa 8 bis 10^0. Man erkennt aus dem Diagramm den Durchgang des Sputniks durch die einzelnen Antennenkeulen.

Es ist naheliegend, den Durchgang des Satelliten durch die einzelnen Antennenlappen (lobes) einer Richtantenne zu interferometrischen Ortungsverfahren zu benutzen. Beispielsweise geschah dieses in Cambridge (England), wo für 40 MHz ein in der Ost-West-Richtung aufgestelltes Interferometer benutzt wurde. Aus dem Durchgang der Satellitenbahn durch die auf Hyperbeln liegenden Nullstellen des Diagramms der Interferometerantenne wurde auf die tägliche Abnahme der Periode des Satellitenumlaufs geschlossen.

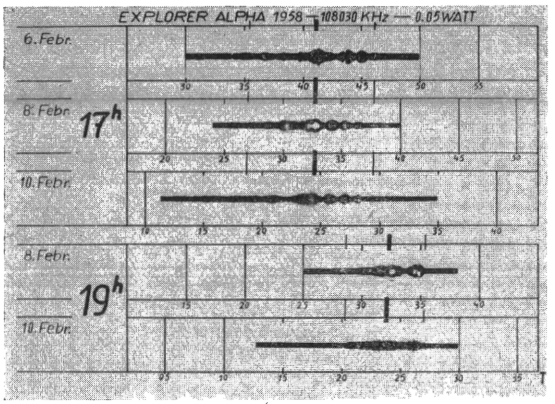
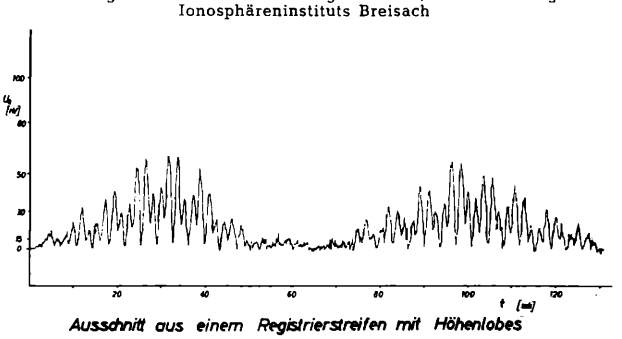


Bild 19. Vergleiche von Oszillogrammen der 17- und 19-Uhr-Durchgänge des Explorers Alpha auf 108 MHz am 6., 8. und 10. Februar 1958 bei Benutzung einer 2×4-Element-Yagi-Antenne, nach Messungen des Ionosphäreninstituts Breisach



Ausschnitt aus einem Registrierstreifen mit Höhenlobes

Bild 20. Beispiel für den am Satelliten 1958 Alpha Explorer auf 110 MHz gemessenen Feldstärkeverlauf bei Verwendung einer 6-Element-Yagi-Antenne in 28 m über Erdboden nach Dr. *Großkopf*, FTZ

Bild 19 zeigt Vergleiche von Oszillogrammen der 17- und 19-Uhr-Durchgänge des Explorers Alpha auf 108 MHz am 6., 8. und 10. Februar 1958. Das Zusammenfallen der Amplitudenmaxima und -minima läßt auf die Wirkung der zum Empfang benutzten 2×4-Element-Yagi-Antenne als Interferometer schließen. Die Bahn des Satelliten verlief in diesem Falle zwischen Westafrika (von Süden nach Westen) und Arabien (von Süden nach Osten) über etwa 10 000 Bahnkilometer. Es handelt sich hier um eine Aufnahme der Ionosphärenstation Breisach.

Bild 20 zeigt ein Beispiel für den am Satelliten 1958 Alpha Explorer auf 110 MHz vom Referat für Wellenausbreitung der Abteilung V des FTZ gemessenen Feldstärkeverlauf. Man erkennt schnelle Schwankungen von 1 bis 2 Sekunden Dauer, überlagert von langsamen Schwundperioden von 40 bis 80 Sekunden Dauer. Es wurde zunächst vermutet, daß es sich bei der langsamen Schwundperiode um einen Einfluß des Antennendiagramms der benutzten 6-Element-Yagi-Antenne handelt, die 28 m hoch über dem Erdboden aufgestellt ist.

Bild 21 zeigt bei einem Durchgang bei hohem Erhebungswinkel die Änderung der Periodendauer Δt des langsamen Schwundes als Funktion der Zeit. Dazu ist

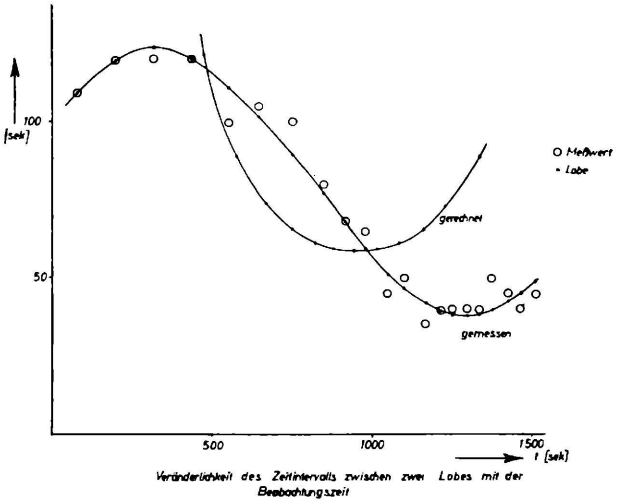


Bild 21. Änderung der Periodendauer Δt des langsamen Schwundes bei einem Durchgang bei hohem Erhebungswinkel als Funktion der Zeit, nach Messungen von Dr. *Großkopf*, FTZ

zum Vergleich der aus dem bekannten Antennendiagramm und der berechneten Bahnkurve ermittelte Δt-Verlauf eingetragen. Die relativ gute Übereinstimmung bestärkte die Ansicht, daß die Zipfel des Antennendiagramms diesen langsamen Schwund verursachen. Die Tatsache, daß theoretisch nur 13 lobes zu erwarten waren und 18 gemessen wurden, wurde auf Brechungseinflüsse zurückgeführt.

Da sich jedoch später herausstellte, daß auf der Universitätssternwarte Bonn bei zweifellos wegen der schlechteren Erdbodenverhältnisse nicht gleichen Antennen etwa derselbe Schwundverlauf gemessen wurde, dürfte neben den lobes auch die Eigenbewegung des Satelliten eine maßgebende Rolle spielen.

5. Radarbeobachtungen

Bild 22 zeigt eine Radaraufnahme der Trägerrakete des ersten Erdsatelliten 1957. Als Empfangsantenne diente das große 80-m-Radioteleskop von Jodrell Bank in England, das für diese Zwecke auf den Frequenzen 36 und 120 MHz eingesetzt war. a) zeigt Sekundenmarken, b) die Amplituden-, c) die Laufzeitkurve. Die Entfernung steigt beim Durchgang an, die Amplitude zeigt ein 2-Sekunden-Fading, hervorgerufen durch den Faraday-Effekt.

Bild 23 zeigt eine vom Institut für Ionosphärenphysik Lindau bei Backscatter-Registrierungen beobachtete Reflexion des Sputniks I am 10. November 1957. Unterhalb des Bodenscatters zeigt sich eine Reflexion für 20 Sekunden Dauer. Der Satellit befand sich über der schwedischen Küste. Die Reflexionen traten so lange auf, solange die Beobachtungsrichtung etwa senkrecht auf der Satellitenbahn stand. Dieses ist schwer zu erklären, wenn man annimmt, daß die Reflexion am Satelliten selbst erfolgte. Bei einer Wellenlänge von 15 m (20 MHz) ist die Länge des Satelliten $\sim \frac{\lambda}{2}$. Das Rückstrahldiagramm müßte entsprechend einem $\frac{\lambda}{2}$-Dipol keine scharfe Richtungsabhängigkeit aufweisen. Die Halbwertsbreite der benutzten Sende- und Empfangsantenne war etwa 30°. Es wird vermutet, daß die Reflexion an der Ionisationsspur des Satelliten erfolgte und hierdurch eine Aspektempfindlichkeit vorhanden ist. Aus dem gemessenen Schrägabstand und der aus anderen Beobachtungen festgelegten Bahnprojektion

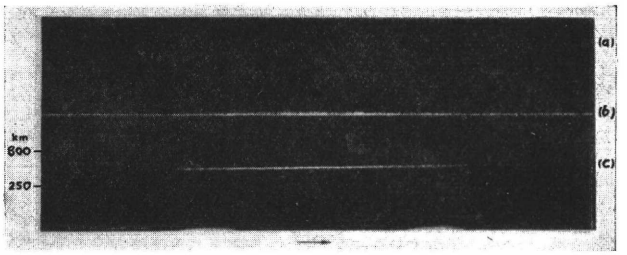


Bild 22. Radaraufnahme der Trägerrakete des ersten Erdsatelliten 1957 bei Verwendung des 80-m-Radioteleskops von Jodrell Bank in England a) Sekundenmarken, b Amplituden-, c) Laufzeitkurve

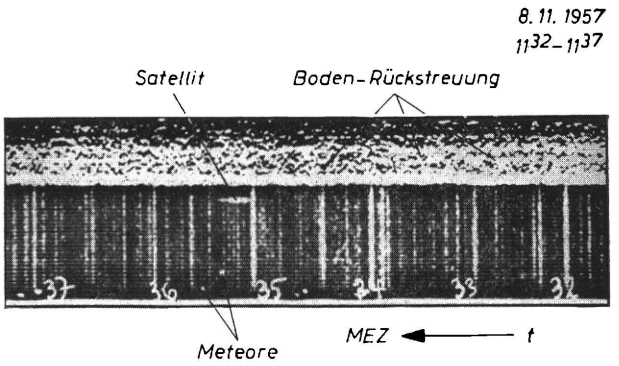


Bild 23. Vom Institut für Ionosphärenphysik, Lindau/Harz, bei Backscatter-Registrierungen beobachtete Reflexion des Sputnik I am 10. November 1957

auf die Erdoberfläche ergibt sich eine Flughöhe von 600 km. Dabei ist eine mögliche Verzögerung in der Ionosphäre nicht berücksichtigt. Es besteht natürlich auch die Möglichkeit einer Meteorreflexion. Jedoch wäre das Zusammentreffen mit dem Satellitendurchgang ein großer Zufall.

Ich habe einen kurzen Überblick über die ersten Ergebnisse von Satelliten-Beobachtungen gegeben und fasse nochmals die für die Erkenntnis der Ionosphärenforschung bedeutsamen Ergebnisse kurz zusammen.

1. In dem Schwundverlauf konnten Einflüsse der Antennendiagramme, der Rotations- und Präzessionsbewegung des Satelliten und des Faraday-Effektes festgestellt werden. Wenn es auch noch schwierig ist, die einzelnen Ursachen zu trennen, so ist es doch bemerkenswert, daß aus dem Faraday-Effekt etwa derselbe Wert für die Gesamtelektronenkonzentration in einem Zylinder von 1 cm² Grundfläche und der Satellitenhöhe gefunden wurde, wie er auch aus dem bei Mondechos beobachteten Faraday-Effekt abgeleitet wurde. Durch Vergleiche mit dem aus Ionogrammen der Echolotung ermittelten Wert bis zum F2-Maximum folgt, daß oberhalb des Maximums die Elektronendichte erheblich langsamer abnimmt, als es früher angenommen wurde.
2. Recht bemerkenswert ist die Tatsache des Empfangs aus großen Entfernungen unterhalb der optischen Sicht bei teilweise auffällig geringer Absorption. Peilergebnisse sprechen zeitweise für das Vorliegen nur eines Übertragungsweges. Die Frage, ob eine Ausbreitung nach Art einer Wellenführung innerhalb der Ionosphäre vorliegt, dürfte noch nicht hinreichend klar sein. Es ist möglich, daß auf großen Entfernungen eine Ausbreitung durch den bekannten Pedersen-Ray bei geringer Absorption in Grenzfrequenznähe stattfindet und dieser die allein beobachtete Wellenfront darstellt. Eine Vergrößerung der Reichweite der

Empfangszeit durch Brechung unterhalb des Horizontes bzw. eine Begrenzung des Empfangs durch abschirmende Wirkung der F2-Schicht unterhalb des kritischen Einfallswinkels dürfte mit Sicherheit an den Empfangsbeobachtungen zu erkennen sein. Bemerkenswert ist, daß dieser Einfluß auch auf der höheren Frequenz beobachtbar ist.

3. Die Doppler-Effekt-Messungen bieten nicht allein Unterlagen für die Bahnberechnungen der Satelliten, sondern hatten auch interessante Ergebnisse in bezug auf den Dispersionseinfluß der Ionosphäre, insbesondere, wenn die Messungen für flache Einfallswinkel auf verschiedenen Frequenzen gleichzeitig durchgeführt werden. Da der Satellit wegen seiner elliptischen Bahn verschiedene Höhen durchläuft, können hieraus auch Schlüsse auf die Verteilung der Elektronenkonzentration mit der Höhe gezogen werden.

Zur Fixierung dieser Ergebnisse, die zunächst als provisorische zu betrachten sind, sind noch weitere Untersuchungen notwendig.

Zum Schluß möchte ich den Instituten des Arbeitskreises für Satellitenbeobachtungen der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre für die Überlassung der Unterlagen und des Filmmaterials danken.

Schrifttumverzeichnis

[1] Radio observations on the Russian Satellites, Tagungsbericht. Proc. I. E. E. 105 (1958), B, S. 81—115.

[2] *H. Fleischer:* Funkbeobachtungen der ersten beiden künstlichen Erdsatelliten. NTZ 11 (1958), S. 340—347.

[3] *H. A. Hess:* Registrierung des Sputnik II auf 40 002 kHz. NTZ 11 (1958), S. 347—348.

[4] *W. Dieminger:* Satelliten-Beobachtungen im Max-Planck-Institut. DL-QTC (1957), S. 500—502.

[5] Vorträge gehalten auf der gemeinsamen Tagung der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre, des Deutschen URSI-Landesausschusses und der Fachgruppe Wellenausbreitung der NTG, Kleinheubach 1958 (erscheinen demnächst in den Tagungsberichten):
H. Fleischer: Beobachtungen der Satellitenausstrahlungen.
H. A. Hess: Satellitenbeobachtung auf UKW.
K. Revellio: Zur Strahlenoptik der Satellitenwellen.
H. K. Paetzold: Über einige Satelliten-Beobachtungen.
W. Priester: Neues Verfahren zur Bahnbestimmung von Erdsatelliten aus Radiobeobachtungen.
J. Großkopf: Über den Antenneneinfluß bei Satellitenbeobachtungen.

(Eingeg.: 18. Dezember 1958)

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 7, JULI 1959

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über das Außengeräusch kommerzieller Antennenanlagen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt und dem Funkamt Frankfurt a. Main

Von **W. Kronjäger** und **K. Vogt**

Mit 6 Bildern

DK 621.396.822

Einleitung

Die Messung der atmosphärischen Störungen war in den vergangenen Jahren Gegenstand der URSI und des CCIR [1]. Die Anstrengungen richteten sich vor allem auf eine Vereinheitlichung der Meßgeräte und der Auswertmethoden, um die von den verschiedenen Beobachtungsstationen herausgegebenen Werte miteinander vergleichen zu können. Die in Weltkarten eingezeichneten Ergebnisse liefern dann eine wesentliche Grundlage für die Vorhersage [2].

Durch die Messung der Frequenzabhängigkeit des Außengeräusches der kommerziellen Antennenanlagen bei der Überseefunkempfangsstelle Eschborn im Bereich von 2 bis 30 MHz und durch den Vergleich mit den Kurven des CCIR — Warschau 1956 — [2] und den Werten der Überseefunkempfangsstelle Lüchow sollen Unterlagen für den Anteil an industriellen Störungen bei der Empfangsstelle Eschborn gewonnen werden. Das Meßverfahren ermöglicht eine laufende Kontrolle des Außenrauschpegels des Empfangsgeländes.

Meßmethode

Die von der Empfangsantenne aufgenommene Geräuschleistung wird über einen Anpassungsübertrager und ein koaxiales Kabel ($Z = 60$ Ohm) dem Empfänger zugeführt. Am Eingang des Empfängers ist also die um die Übertrager- und Kabeldämpfung verminderte Leistung des Außengeräusches verfügbar. Zur Messung dieser Geräuschleistung wird durch Umschaltung des Empfängereingangs auf einen Rauschgenerator bei Beobachtung eines quadratisch anzeigenden Voltmeters am ZF-Ausgang des Empfängers die gleiche örtliche Rauschleistung eingestellt. Dabei ist angenommen, daß das Außengeräusch im untersuchten Frequenzbereich von 2 bis 30 MHz innerhalb des Empfangsfilters als weißes Rauschen angesehen werden kann. Für Frequenzen über 10 MHz ist diese Forderung weitgehend und für Frequenzen zwischen 2 und 10 MHz noch hinreichend erfüllt. Die Meßunsicherheit ist dadurch gering, daß der mittlere Störleistungspegel gemittelt über ein Beobachtungsintervall von 1 min gemessen wird. Bei diesem Substitutionsverfahren beeinflußt die Geräuschleistung des Empfängers (etwa $7\,kT_0$ — Telefunken E 104) lediglich die Meßgenauigkeit. Da der zur Verfügung stehende Rauschgenerator nur eine maximale Rauschleistung je Hz Bandbreite von $40\,kT_0$ abgibt, muß bei größeren Leistungen des Außengeräusches ein Dämpfungsglied in die Antennenleitung geschaltet werden. Das in db über $1\,kT_0$ von einer Empfangsantenne aufgenommene Außengeräusch F_a *) errechnet sich dann aus der Summe der db-Zahlen von Rauschleistung des Rauschgenerators F_R und den Dämpfungswerten des Dämpfungsgliedes b_D, des Antennenkabels b_K und des Übertragers b_U:

$$F_a = F_R + b_D + b_K + b_U \qquad (1)$$

F_a ist unabhängig von der Empfängerbandbreite.

Die Antennenkabel haben bei 20 MHz eine kilometrische Dämpfung von 6,8 db, die Dämpfung der Breitband-Antennenübertrager liegt im Frequenzbereich von 2 bis 30 MHz unter 1 db.

Der über ein Beobachtungsintervall von 1 min gemittelte Geräuschleistungspegel entspricht auch etwa dem stündlichen Medianwert, da trotz der schnellen Schwankungen die Mittelwerte über einen längeren Zeitraum konstant sind.

Messungen

Die Messungen der Frequenzabhängigkeit des Außengeräusches F_a wurden an der Standard-Rhombusantenne (Abmessungen: Seitenlänge 115 m, Höhe über Erde 20 m, halber stumpfer Winkel 75°) und einer vertikalen Stabantenne (Breitband-Kurzwellenantenne von Telefunken) der Überseefunkempfangsstelle Eschborn durchgeführt. Mit der Richtantenne wurde überwiegend das Empfangsazimut 293° rwN untersucht. Für die Auswertung der Einzelmessungen werden die Geräuschwerte der Beobachtungsintervalle 08.00 bis 12.00 MEZ und 12.00 bis 16.00 MEZ über ein ganzes Jahr als Kollektive zusammengefaßt und die Medianwerte F_{am} und die 10 %-Streuwerte statistisch ermittelt, s. [2].

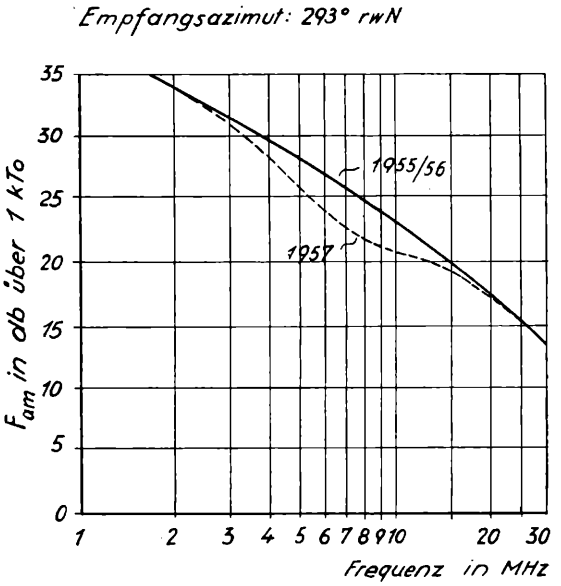


Bild 1. Frequenzabhängigkeit der Medianwerte des Außengeräusches für die Standard-Rhombusantenne Eschborn, 1955, 1956 und 1957
Empfangsazimut: 293° rwN
Beobachtungszeit: 08.00—12.00 und 12.00—16.00 MEZ

Die Geräuschkurven für die Rhombusantenne mit dem Empfangsazimut 293° rwN für die Jahre 1955, 1956 und 1957 sind in Bild 1 dargestellt. Da sich die in den Zeit-

*) Anmerkung: In [2] wird F_a in db auf den Störleistungspegel kT_0B (B = effektive Empfängerbandbreite) bezogen. Der Unterschied gegen den oben genannten Bezugswert kT_0 ergibt sich aus der Definition der Geräuschzahl unter Verwendung eines Signalgenerators [3]. Bei Benutzung eines Rauschgenerators als Vergleichsquelle entfällt die Bestimmung der Größe B.

intervallen von 08.00 bis 12.00 und 12.00 bis 16.00 MEZ gemessenen Werte nur wenig und nicht immer systematisch unterscheiden, sind diese beiden Beobachtungsgruppen bei der Auswertung der F_{am}-Werte als ein Kollektiv behandelt worden. Die Kurven für die Jahre 1955 und 1956 zeigen den gleichen Verlauf. Dagegen zeigt die Kurve für 1957 im Bereich von 4 bis 15 MHz verringerte Geräuschwerte durch den hohen Anteil an Dämpfungsstörungen im Maximum des Sonnenfleckenzyklus. Im einzelnen zeigen die für jede Frequenz zu einem Kollektiv zusammengefaßten Meßwerte eine weitgehende log-normale Verteilung mit den in Tafel 1 für einige Frequenzen wiedergegebenen 10 %-Streuwerten $D_u = F_{am}(10) - F_{am}(50)$.

Tafel 1

Frequenz in MHz	D_u in db nach Messungen Bild 1 (1955)	D_u in db nach CCIR-Report Nr. 65, Fig. 25
4	4,3	7,8
10	4,2	4,9
30	2,4	2,4 (extrapoliert)

Die Übereinstimmung der D_u-Werte kann als gut bezeichnet werden.

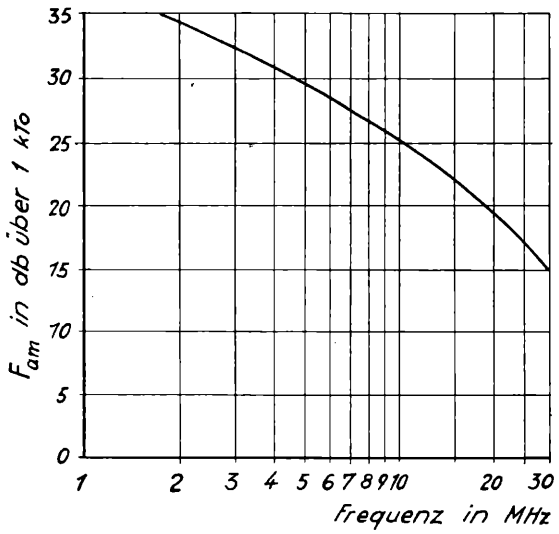


Bild 2. Frequenzabhängigkeit der Medianwerte des Außengeräusches für die Stabantenne Eschborn, 1956 und 1957
Beobachtungszeit: 08.00—12.00 und 12.00—16.00 MEZ

Die Frequenzabhängigkeit des von der Stabantenne aufgenommenen Außengeräusches für die Jahre 1956 und 1957 (08.00 bis 12.00 und 12.00 bis 16.00 MEZ) ist in Bild 2 dargestellt. Diese Kurve ist mit den in Fig. 21 [2] aufgetragenen Kurven vergleichbar (vertikale Empfangsantenne, deren Länge klein gegen die Wellenlänge ist). Das bei diesen Kurven für geringe Störgrade bei 2 MHz angegebene Minimum konnte in Eschborn nicht beobachtet werden.

Gelegentliche Messungen des Außengeräusches mit der Standard-Rhombusantenne (Azimut 293° rwN) in den Nachtstunden (26. 8. 1955, 00.00 bis 04.00 MEZ) zeigten die durch die Übertragungsbedingungen zu erwartende Erhöhung der Werte bei mittleren Frequenzen, siehe Tafel 2.

Tafel 2

Frequenz in MHz	F_a in db 08.00 bis 16.00 MEZ	F_a in db 00.00 bis 04.00 MEZ
14	20,5	24
18	18,5	22
20	17	20
26	15	17,5

Vergleichende Messungen des Außengeräusches zwischen der Standard-Rhombusantenne und der Flachwinkel-Rhombusantenne (Abmessungen: Seitenlänge 300 m, Höhe über Erde 30 m, halber stumpfer Winkel 70°) für das Empfangsazimut 293° rwN ergaben die in Tafel 3 wiedergegebenen Werte (20. 9. bis 25. 9. 1956, 08.00 bis 16.00 MEZ).

Tafel 3

Frequenz in MHz	F_a in db Standard-Rhombus	F_a in db Flachwinkel-Rhombus
4	28,3	32,2
5	26,9	28,9
22	15,2	16,5
30	13,6	14,7

Die bei niedrigen Frequenzen gefundene Erhöhung der Geräuschwerte bei der Flachwinkel-Rhombusantenne ist auf den Einfluß des vertikalen Richtdiagramms zurückzuführen [4].

In der Zeit vom 9. 12. bis 13. 12. 1957 wurden vergleichende Messungen des mittleren Störleistungspegels zwischen den Empfangsstationen Eschborn und Lüchow bei vergleichbaren Richtantennen (Standard-Rhombus in Lüchow — Abmessungen: Seitenlänge 96 m, Höhe über Erde 20 m, halber stumpfer Winkel 70°) und gleicher Meßmethode durchgeführt. Die Meßwerte beider Stationen sind in Bild 3 bis 5 für die Azimute 293°, 113° und 231° rwN eingetragen (Eschborn: ausgezogene Kurven, Lüchow: gestrichelte Kurven). Dabei zeigen die Kurven der Empfangsstelle Lüchow bei allen 3 Richtungen ein Minimum des Außengeräusches zwischen 2 und 3 MHz. Bei Frequenzen über 8 bzw. 10 MHz stimmen die Kurven beider Stationen in ihrem Verlauf weitgehend überein. Dieses Minimum in den Kurven der Antennen-Geräuschleistung wurde bereits bei vorbereitenden Versuchen im Oktober und Dezember 1956 in Lüchow beobachtet. Seine Lage wird durch den Übertragungsmechanismus zwischen Erde und Ionosphäre der von fernen Störquellen ausgesandten Strahlung bestimmt und das Auffinden des Minimums ist damit charakteristisch für ein Empfangsgelände, das nicht durch industrielle Störungen beeinflußt wird. Während die Werte des Außengeräusches bei Frequenzen zwischen 2 und 3 MHz bei Lüchow zwischen 7 und 11 db liegen, sind die Geräuschwerte in Eschborn bei diesen Frequenzen um 20 db höher und zeigen den hohen Grad der örtlichen Störungen in Eschborn an. Die ungünstige Lage der Empfangsstelle Eschborn zu den Industriegebieten in Frankfurt (Main) und Höchst (Main) mit einer Reihe von Hochspannungsfreileitungen (Frequenzabhängigkeit der Funk-Störfeldstärke durch Korona, s. Bild 3 in [5]) erklärt den Beitrag dieses „man-made noise" zum Antennengeräusch, s. a. [6].

Für das Empfangsazimut 42° rwN waren bei Frequenzen unter 10 MHz die Geräuschmessungen von Lüchow durch Fremdstörer stark beeinträchtigt. Deshalb wurde auf die Wiedergabe dieser Kurve in Bild 6 verzichtet. Dagegen sind die Werte von Eschborn getrennt für die beiden Zeitintervalle von 08.00 bis 12.00 und 12.00 bis 16.00 MEZ eingetragen. Für den Beobachtungstag vom

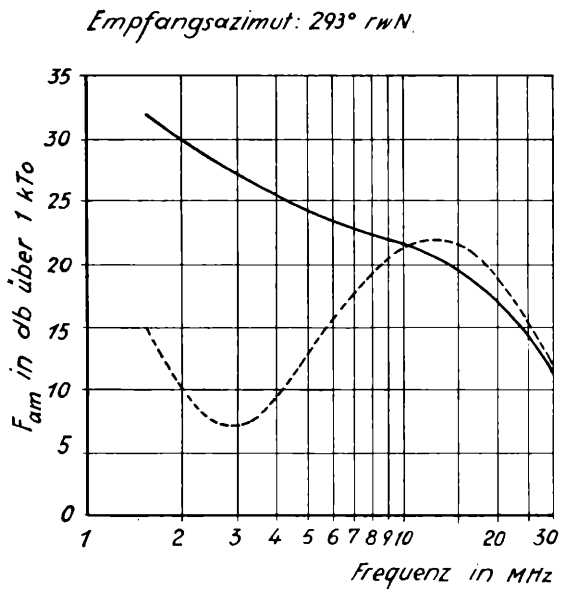


Bild 3. Frequenzabhängigkeit der Medianwerte des Außengeräusches für die Standard-Rhombusantenne Eschborn (ausgezogene Kurve) und Lüchow (gestrichelte Kurve), 9. 12. 1957
Empfangsazimut: 293° rwN
Beobachtungszeit: 08.00—12.00 und 12.00—16.00 MEZ

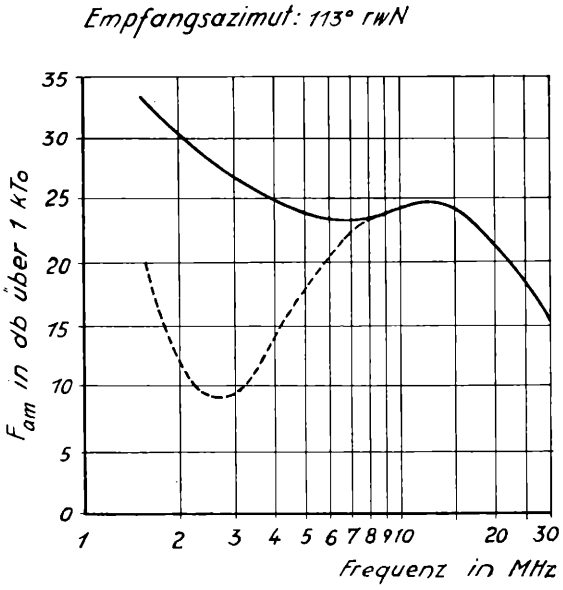


Bild 4. Frequenzabhängigkeit der Medianwerte des Außengeräusches für die Standard-Rhombusantennen Eschborn (ausgezogene Kurve) und Lüchow (gestrichelte Kurve), 11. 12. 1957
Empfangsazimut: 113° rwN
Beobachtungszeit: 08.00—12.00 und 12.00—16.00 MEZ

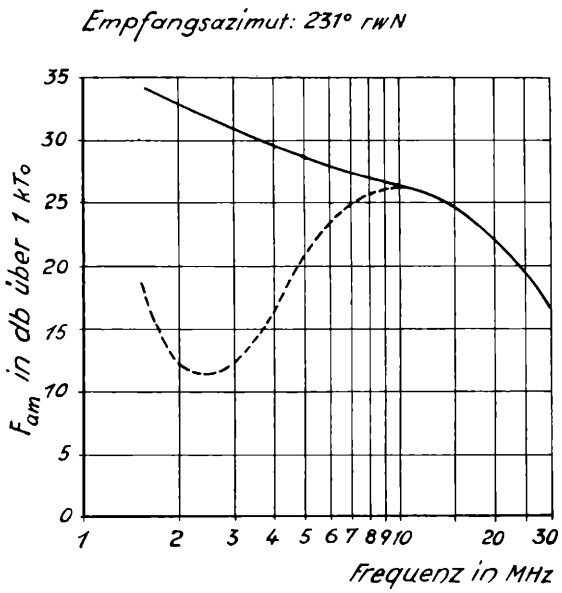


Bild 5. Frequenzabhängigkeit der Medianwerte des Außengeräusches für die Standard-Rhombusantennen Eschborn (ausgezogene Kurve) und Lüchow (gestrichelte Kurve), 12. 12. 1957
Empfangsazimut: 231° rwN
Beobachtungszeit: 08.00—12.00 und 12.00—16.00 MEZ

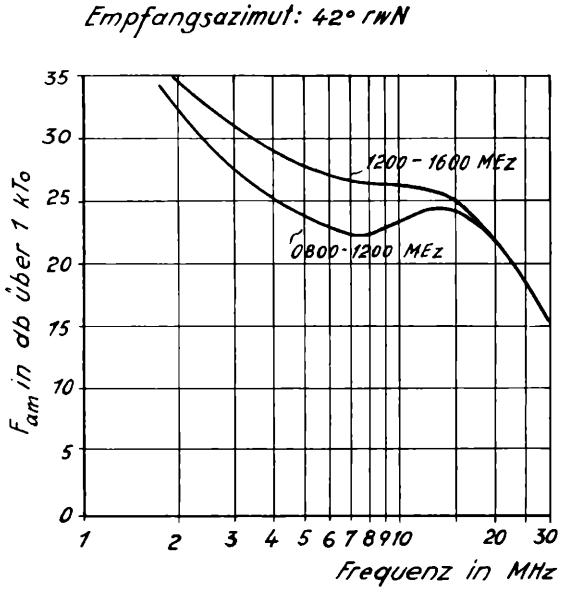


Bild 6. Frequenzabhängigkeit der Medianwerte des Außengeräusches für die Standard-Rhombusantenne Eschborn, 13. 12. 1957
Empfangsazimut: 42° rwN
Beobachtungszeit: 08.00—12.00 und 12.00—16.00 MEZ

13. 12. 1957 waren die Unterschiede bei den Vor- und Nachmittagswerten besonders deutlich und aus den Übertragungsbedingungen verständlich.

Herrn Dipl.-Phys. *H. Bohnenstengel* von der Überseefunkempfangsstelle Lüchow danken wir für seine bereitwillige Mitarbeit bei den vergleichenden Messungen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] CCIR-Vollversammlung, Warschau 1956, Studienprogramm Nr. 96 (VI). Measurements of Atmospheric Radio Noise.

[2] CCIR-Vollversammlung, Warschau 1956, Report Nr. 65, Revision of Atmospheric Radio Noise Data.

[3] *K. Fränz*, Messung der Empfängerempfindlichkeit bei kurzen elektrischen Wellen. Hochfrequenztechn. u. Elektroak. 59 (1942), S. 105—112.
H. T. Friis, Noise figures of radio receivers. Proc. I. R. E. 32 (1944), S. 419—422.

[4] *W. Kronjäger, E. Mark* und *K. Vogt*, Untersuchungen an der Großrhombus-Antenne der Überseefunkempfangsstelle Eschborn. Nachrichtentechn. Z. 10 (1957), S. 382—384.

[5] *W. Fleischhauer* und *G. Kalckhoff*, Funkstörungen durch Korona bei 380-kV-Anlagen. Siemens-Z. 32 (1958), S. 484—490.

[6] *K. Fischer, W. Klawun* und *H. Petzoldt*, Das Presse- und Informationsamt der Bundesregierung in Bonn; seine technische Ausrüstung für Hoch- und Niederfrequenz. Telefunken-Ztg. 29 (1956), S. 267—276.

s. a.
J. Großkopf, Die Grundlagen der Feldstärke-Meßtechnik und Meßverfahren, 2. Teil. Der Fernmelde-Ing. 7 (1953), Heft 8, S. 6, Bild 22.

K. Henney, Radio Engineering Handbook. McGraw-Hill Book Company, New York, 1950, S. 543, Fig. 26.

Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, *H. Meinke* und *F. W. Gundlach*. Springer-Verlag, Berlin 1956, S. 528—530.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 7, JULI 1959

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über die Stromversorgung auf Windkraftbasis bei der Dezimeter-Richtfunkstelle Schöneberg (Eifel) und die dabei gewonnenen Erfahrungen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

Von **G. Rösseler**, Darmstadt

Mit 15 Bildern

DK 621.396.43 : 621.311.24

Einleitung

Schon seit Anfang ihrer Geschichte waren die Menschen bestrebt, sich neben der Wasserkraft auch die Kraft des Windes dienstbar zu machen. Mit der Aufgabe, elektrische Energie aus Windkraft zu gewinnen, befaßt sich die Technik erst seit einigen Jahrzehnten [1, 2, 3, 4, 5]. Anlagen für Leistungen bis 1200 kW sind mit mehr oder weniger gutem Erfolg gebaut und bis 25 000 kW auf dem Reißbrett konstruiert worden [6, 7, 8]. Ausgesprochen bewährt haben sich Windkraftanlagen für Nennleistungen von etwa 0,2 bis 20 kW. Die kleineren Einheiten bis rund 1 kW sind heute zu Hunderttausenden besonders in Amerika für die Stromversorgung von einzeln gelegenen Gehöften und auf Inseln in Betrieb. Um mit solchen Anlagen bei den in weiten Grenzen schwankenden Windstärken eine brauchbare Konstanz der Betriebsspannung zu erreichen und zugleich eine Speicherungsmöglichkeit bei Anfall überschüssiger elektrischer Energie zu haben, werden fast durchweg Gleichstrom-Nebenschluß-Generatoren verwendet, die auf eine den Verbrauchern parallel geschaltete Akkumulatoren-Batterie arbeiten [9, 10]. Mehrfach wurden auch Versuche mit Anlagen für die Einspeisung in ein öffentliches Netz angestellt, die zu positiven Ergebnissen führten [11, 12, 13]. Z. Z. werden sie von der Studiengesellschaft für Windkraft an einer vollautomatisch arbeitenden Einheit mit 100 kW Drehstromleistung bei nur 7,4 m/s Windgeschwindigkeit fortgesetzt. Im folgenden soll nun über den mehrjährigen Versuch der Stromversorgung einer Dezimeter-Richtfunkstelle aus Windkraft berichtet werden. Ein orientierender Aufsatz ist bereits kurz nach der Inbetriebnahme der Versuchsanlage erschienen [14].

Die im Zuge der Fernseh-Richtfunkstrecke Frankfurt (Main)-Köln gelegene Relaisstelle Schöneberg nimmt unter den bisher eingerichteten dm-Stationen hinsichtlich der Stromversorgung eine Sonderstellung ein. Bei ihr wurde nämlich — wohl das erste Mal in der Richtfunkbetriebstechnik — die Erzeugung der benötigten elektrischen Energie auf Winkraftbasis gestellt. Dabei war weniger daran gedacht, eine Standardlösung für alle geeignet gelegenen Richtfunkstellen in der Bundesrepublik zu schaffen, als vielmehr den Nachweis dafür zu erbringen, daß die Stromversorgung aus Windkraft auch für so anspruchsvolle Geräte zuverlässig möglich ist, wie sie im heutigen Richtfunkbetrieb gebräuchlich sind.

Gegebenheiten für den Versuch

Maßgebend für diesen Versuch waren folgende Gründe:

1. Die Stromversorgung dieses für die Streckenführung recht gut gelegenen Punktes aus dem Überlandnetz hätte damals wegen der großen Entfernung bis zur nächsten Hochspannungsleitung weit über dem Durchschnitt liegende Kosten verursacht.

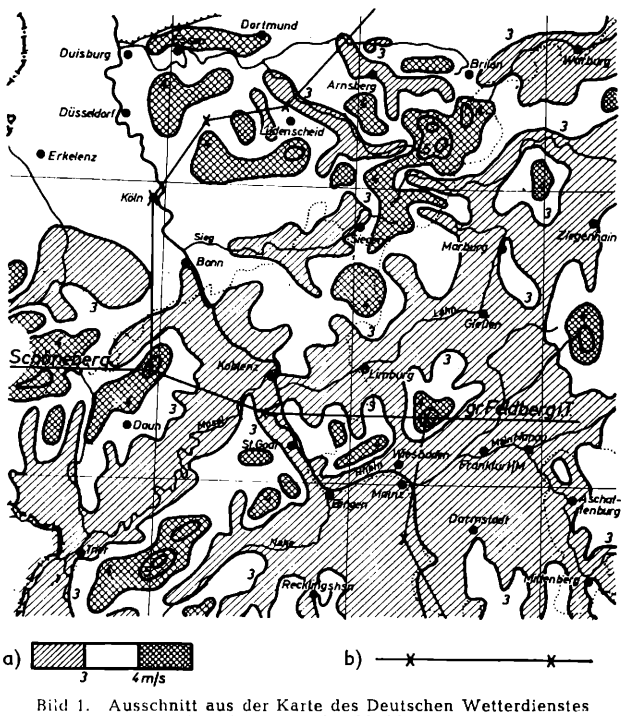


Bild 1. Ausschnitt aus der Karte des Deutschen Wetterdienstes (Bericht Nr. 34, Dr. M. *Manig*)
a) Windgeschwindigkeit in m/s (Jahresmittel 1943)
b) Verlauf der ersten Fernseh-Richtfunkstrecke

Tafel 1 *). Windstärkehäufigkeit auf Nürburg in % (November 1946 bis April 1952)

Windstärke	m/s	Jan.	Febr.	März	April	Mai	Juni	Juli	Aug.	Sept.	Okt.	Nov.	Dez.	Jahresdurchschnitt
0	0,0— 0,5	4,1	8,6	6,1	5,6	4,5	3,6	6,7	8,6	9,8	7,3	4,1	4,0	6,0
1	0,6— 1,7	7,0	10,4	9,1	8,5	8,2	9,8	8,0	9,0	7,1	6,2	7,8	7,5	8,2
2	1,8— 3,3	15,4	12,3	18,8	17,8	22,6	24,6	25,8	22,8	14,0	21,5	11,7	18,5	18,6
3	3,4— 5,2	18,3	18,8	17,7	20,4	30,1	30,7	30,1	31,2	30,0	26,9	18,7	22,8	24,2
4	5,3— 7,2	17,0	14,7	20,1	19,4	22,8	20,2	17,4	16,6	24,2	17,2	21,3	12,5	18,6
5	7,3— 9,8	20,1	15,5	13,8	14,1	8,0	7,6	9,7	8,4	11,3	15,1	19,0	14,3	13,3
6	9,9—12,4	10,8	12,3	8,1	10,0	3,2	3,3	1,7	2,8	1,6	5,0	10,4	11,6	7,1
7	12,5—15,3	4,8	4,7	4,3	2,4	0,6	0,2	0,4	0,4	1,8	0,2	5,0	6,1	2,8
8	15,4—18,2	2,1	2,4	1,8	1,5	—	—	0,2	0,2	0,2	0,4	2,0	2,3	1,2
9	18,3—21,5	0,2	0,2	0,2	0,4	—	—	—	—	—	0,2	—	0,2	0,1
10	21,6—25,1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,2	0,0

*) Die Tafel 1 und das Bild 4 wurden uns vom Deutschen Wetterdienst in freundlicher Weise zur Verfügung gestellt.

2. Der 670 m ü. NN hohe Schöneberg hat eine mittlere Windgeschwindigkeit von etwa 5,6 m/s bei einer häufigsten Windgeschwindigkeit von gut 4 m/s und bietet damit durchaus günstige Voraussetzungen für die Gewinnung elektrischer Energie aus Windkraft (Bild 1 und Tafel 1; die Nürburgverhältnisse sind repräsentativ für den Schöneberg).

Die Richtfunkstelle Schöneberg war ursprünglich nur als eingleisige Durchgangsstation für das Fernsehen geplant. Der Leistungsbedarf an Wechselstrom betrug damals für

1 Freda*) Relaisstelle (Sender und Empfänger)	900 VA
1 Fernsehkontrollempfänger	270 VA
1 Breitband-Oszillograph	175 VA
Steuergeräte für die Stromversorgung	100 VA
1 Ladegleichrichter für die Dieselstarterbatterie	150 VA
1 Registrierende Windmeßeinrichtung	230 VA
1 Rundfunkempfänger	60 VA
insgesamt	1885 VA

bei einer Betriebszeit von etwa 7 Stunden im Tagesmittel. Bei Störungssuche war mit einem vorübergehenden Mehrbedarf von 1 kVA für zusätzliche Meßgeräte zu rechnen. Somit mußte ein Energieaufwand von 15 kWh/Tag (bei einem cos φ von 0,9) zugrunde gelegt werden, was bei einem mittleren Wirkungsgrad über alles von 0,58 der Gleichstromenergie von 26 kWh entspricht.

Die Windkraftanlage

Zur Erzeugung dieser Energie wurde die serienmäßige Allgaier-Windkraftanlage System Dr. Hütter Typ WE/G 6 gewählt. Sie besitzt eine Nennleistung von 6 kW, die bei einer Windgeschwindigkeit von etwa 9 m/s erzielt wird. Bereits bei 3,4 m/s beginnt die Energieausnutzung des Windes mit 0,3 kW und erreicht bei der häufigsten Windgeschwindigkeit auf der Schönebergh öhe von 4,2 m/s die Leistung von 1 kW (Bild 2).
Um einen Tagesmittelwert von etwa 40 kWh als gesichert ansehen zu können und vor allem aus Gründen

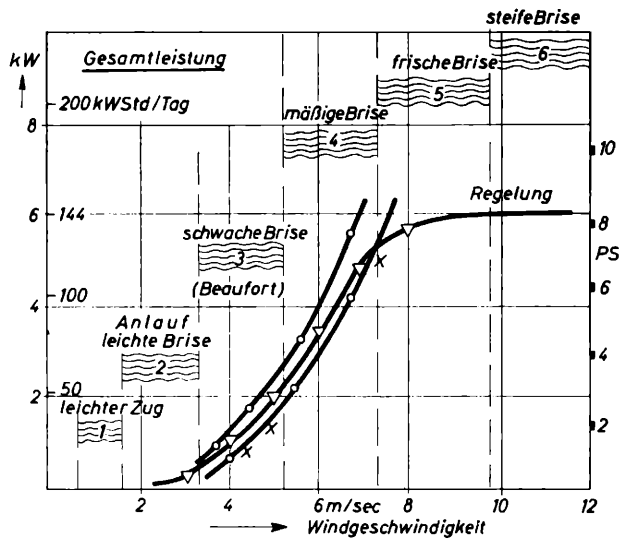


Bild 2. Leistung der Windkraftanlage WE 10/G 6 mit 10 m Flügelraddurchmesser abhängig von der Windgeschwindigkeit. Zwischen den durch Ringe gekennzeichneten Kurven liegt das Gebiet der für eine angenommene Windgeschwindigkeit zu erwartenden Leistung. Die durch ein x gegebenen Werte stellen Leistungen dar, die aus Messungen an der Maschine I auf dem Schöneberg ermittelt wurden.

*) Der Name Freda bedeutet frequenzmodulierte Dezimeteranlage.

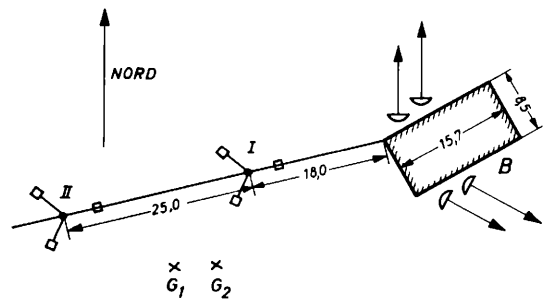


Bild 3. Lage der Windkraftmaschinen I und II zum Betriebsgebäude B und den Gebern G_1 und G_2 für die Windmeß- und Registriereinrichtungen. Die Pfeile deuten die Richtfunkstrecke an.

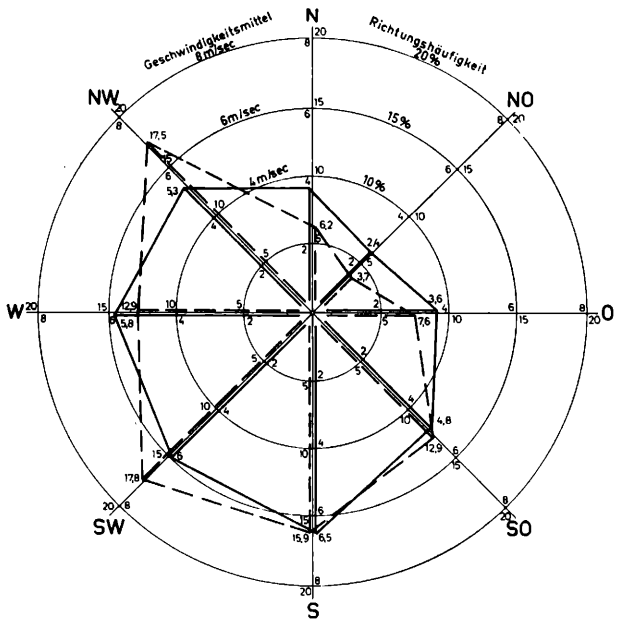


Bild 4. Windverhältnisse auf der Wetterdienststelle Nürburg (Eifel),
– – – – – Richtungshäufigkeit in %,
——— mittlere Windgeschwindigkeit in m/s.

der Betriebssicherheit wurden zwei dieser Windkraftanlagen aufgestellt. Ihre Lage zueinander und zum Betriebsgebäude wurde, soweit es die Oberfläche der Bergkuppe zuließ, derart gewählt, daß der eigene Windschatten und der des Hauses sich nur bei Winden mit der geringsten Richtungshäufigkeit auswirken konnten (Bild 3 und 4).

Die eigentliche Windkraftmaschine ist auf einem 10 m hohen, dreiseitig verspannten Rohrmast montiert. Das Windrad besteht aus drei schmalen Flügeln von fast 5 m Länge. Seine Achse ist mit der des angeflanschten Generators über ein zweistufiges Zahnradgetriebe (1 : 17,5) gekuppelt (Bild 5a). Diese Einheit ist auf einem Kugeldrehkranz um 360° schwenkbar und wird durch ein kleines Seitenwindrad mit einer Übersetzung von 1 : 2223 stets dem Wind nachgedreht (Bild 5b). Die Windradflügel sind in einem Lenkerstern, ähnlich wie die Propellerblätter bei Flugzeugen, drehbar gelagert, damit der antreibende Wind je nach Bedarf unter verschiedenem Winkel auftreffen kann. Ihre Verstellung läßt sich auf dreierlei Weise voneinander unabhängig bewerkstelligen:

1. von Hand willkürlich durch eine am Mastflügel einstellbare, selbsthemmende Spindel, deren Bewegung über ein Gestänge auf die Steuerwelle des Lenkersterns übertragen wird,

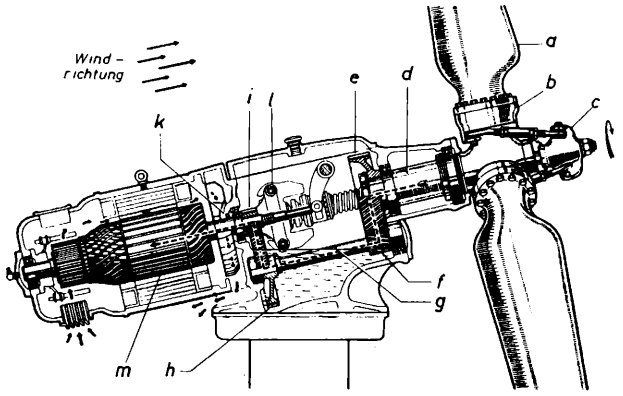


Bild 5 a. Windkraftmaschine: Innerer Aufbau (ohne hydraulische Steuerung)
a Flügel, b drehbarer Flügelfuß, c Lenkerstern, d Hauptwelle, e Zahnrad, f Ritzel, g Zwischenwelle, h Zahnrad, i Ritzel, k Generatorachse, l Fliehkraftregler, m Gleichstromgenerator.

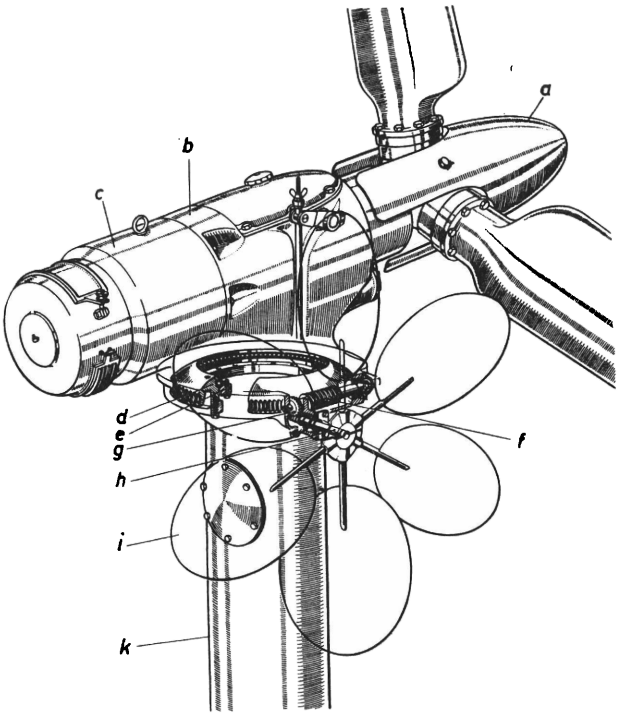


Bild 5 b. Windkraftmaschine: Äußeres mit Richtungssteuerung
a Schutzhaube für den Lenkerstern, b Gehäuse, c Gleichstromgenerator, d Schneckenrad, e Kugeldrehkranz, f Schnecke, g Schneckenrad, h Schneckenwelle, i Seitenwindrad, k Rohrmast.

2. automatisch durch den Fliehkraftregler, der auf der Generatorachse sitzt und unmittelbar auf die Steuerwelle wirkt [15],
3. automatisch durch die hydraulische Steuerung abhängig von der Windstärke oder von der an der Überwachungsschalttafel eingestellten gewünschten Generatorspannung.

Die Handspindel gestattet die Wahl jedes möglichen Anstellwinkels der Propellerflügel unabhängig von den Windverhältnissen und ermöglicht damit, die Anlagen an- und abzustellen. Im abgestellten Zustand bilden die Flügelblätter mit der Windrichtung den Winkel von 0°. Eine automatische Beeinflussung der Flügelstellung ist nur möglich, wenn durch die Handspindel der ganze oder ein noch wirksamer Teil des Verstellbereichs freigegeben ist.

Der Fliehkraftregler sorgt dafür, daß die Nenndrehzahl des Propellers von 86 U/min (entsprechend 1500 U/min des Generators) nicht überschritten wird. Dabei drücken die 2,5 kg schweren Reglergewichte mit erheblichen Kräften (insgesamt rund 500 kg) nach außen und verhindern zuverlässig, daß die Maschine Geschwindigkeiten erreicht, die ihr schädlich werden könnten.

Der hydraulischen Steuerung dient ein Öldrucksystem, dessen Hauptbestandteile eine Öldruckpumpe, ein Öldruckzylinder mit einem federbeschwerten Kolben für die Beeinflussung des Lenkersterns und drei Ventile sind. Die Regelung verläuft in folgender Weise:

Ist die von der Handspindel völlig ungedrosselte Anlage infolge Windmangels zum Stillstand gekommen, so werden die Flügel nach kurzer Zeit durch Federkraft in einen so günstigen Anstellwinkel (Anlaufstellung) gebracht, daß schon geringer Wind genügt, um sie wieder in langsame Drehung zu versetzen. Hier fängt bereits der Regelvorgang an. Die Pumpe beginnt, Öl in den Druckzylinder zu fördern, und drückt dadurch, sobald eine gewisse Drehzahl erreicht ist, die Flügel aus der Anlauf- in die entsprechende Arbeitsstellung. Bei konstanter Windstärke bildet sich bald ein Gleichgewichtszustand, weil durch eine Überströmrille ebenso viel Öl abfließen kann, wie durch die Pumpe in den Zylinder geliefert wird. Schwankt aber die Drehzahl bei ungleichmäßigem Wind, so wird mehr oder weniger Öl gefördert und durch die Bewegung des Kolbens der Anstellwinkel den neuen Verhältnissen angepaßt.

Die wichtigste Sicherung der Anlage gegen heftige Böen oder Sturm ist das Orkanstopventil. Es wird von einer Staudruckscheibe betätigt, die sich beim Überschreiten einer einstellbaren Windstärke hebt und das Ventil öffnet. In wenigen Sekunden sinkt der Öldruck stark ab, wobei die Flügelblätter auf die sogenannte Segelstellung gedreht werden, in der sie auch einen Orkan ohne Schaden überstehen können.

Zur automatischen Begrenzung der Generatorspannung dient ein weiteres Ölventil, das am Anker eines Elektromagneten sitzt. Dieser wird von einer Schaltung mit spannungsabhängigen Gliedern über ein Relais gesteuert. Bei zu hoher Spannung öffnet er nur so lange das Ventil, bis der Öldruckverlust die Drehzahl hinreichend gedrosselt hat und damit wieder die gewünschte Spannung erreicht ist. Diese Anordnung arbeitet unabhängig vom Fliehkraftregler und drückt bei vollgeladener Batterie und bei Leerlauf des Generators ohne Rücksicht auf die vorhandene Windgeschwindigkeit die Umdrehungen der Maschine auf eine schonende Tourenzahl herunter.

Das dritte Ölventil ist zur Anlaufhilfe erforderlich. Kommt die Anlage infolge einer Flaute langsam zum Stillstand, dann kann sich bei gut sitzenden Ventilen der Öldruck im Zylinder noch längere Zeit halten, d. h. aber, daß die Propellerblätter unter einem für den Wiederanlauf ungünstigen Anstellwinkel stehen. In diesem Falle sorgt das Anlaufventil dafür, daß der Öldruck nachläßt und schließlich die Flügel durch die Federkräfte in die Anlaufstellung gebracht werden können.

Die elektrische Anlage

Die beiden Windkraftanlagen sind mit gegenkompoundierten Nebenschlußgeneratoren mit Wendepolen von 6 kW Nennleistung für 220 bis 310 V Gleichspannung ausgerüstet (Bild 6). Zur Stabilisierung der Spannung und zum Speichern der Energie dient eine Bleiakkumulatoren-Batterie von 110 Zellen und 216 Ah. Bei dem vorausgesetzten Energiebedarf für die täglichen sieben Betriebsstunden von 26 kWh reicht die Energie einer

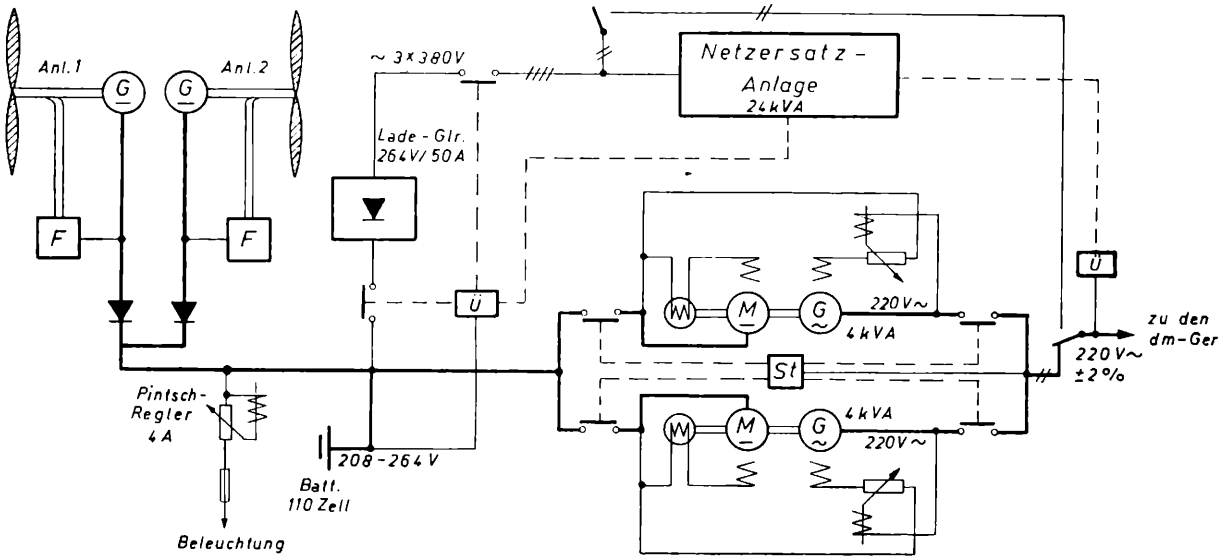


Bild 6. Schaltbild der Stromversorgungsanlage auf dem Schöneberg G Gleichstromgenerator der Windkraftanlage, F willkürliche Regeleinrichtung für das Erregerfeld des Generators, U automatische Überwachungsgeräte bei Betrieb aus der Netzersatzanlage zur Spannungskontrolle und zum Schutz des Dieselgenerators und Gleichrichters, M— und G~ Gleichstrommotor und Wechselstromgenerator des Umformeraggregates, St Steuerungseinrichtung zum automatischen oder willkürlichen Synchronisieren der Wechselstromgeneratoren beim pausenlosen Umschalten von dem einen auf das andere Aggregat.

vollen Batterie 220 V · 216 Ah = 47,5 kWh für einen 12,5-stündigen Betrieb der dm-Geräte, das entspricht 1,8 Tagen. Zwischen der Batterie und jedem der Generatoren liegt ein Rückstromschutz, um bei zu geringer Generatorspannung das Zurückfließen von Strom aus der Batterie zu verhindern. Mit Rücksicht auf gleichen Ladezustand aller Batteriezellen ist auf einen Zellenschalter verzichtet worden. Die Wechselstromleistung zum Betrieb der Richtfunkgeräte wird einem aus Betriebssicherheitsgründen doppelt vorhandenen Gleichstrom-Wechselstrom-Umformer entnommen.

(Motor: 208/264 V=; 29,5/23,5 A; 5,2 kW; 1500 U/min. Generator: 220 V ~; 18,2 A; cos $\varphi = 0{,}9$; 4 kVA; Erreg. 208/264 V.) Geeignete Regeleinrichtungen halten, selbst wenn bei den erforderlichen Sicherheitsladungen Batteriespannungen von 300 V auftreten, die erzeugte Wechselspannung in den Grenzen von 220 V ± 2 %. Die Frequenzschwankungen liegen bei zu 80 % belastetem Generator zwischen 49,0 und 51,5 Hz, also — 2 % und + 3 %, je nachdem ob die Batterie völlig entladen ist (190 V) oder eine Spannung von etwa 260 V hat, was bei dem angewandten Ladeverfahren einem Füllungsgrad von etwa 85 bis 90 % entspricht. Zum pausenlosen Übergang von dem einen auf den anderen Umformer können beide synchronisiert werden.

Wie bei allen Dezimeter-Richtfunkstellen ist auch auf dem Schöneberg ein Dieselaggregat als Netzersatzanlage vorhanden. Man kann also auch elektrische Energie erzeugen, wenn die Windkraftanlagen bei Flauten betriebsunfähig sind. Das Aggregat läuft selbsttätig an und lädt über einen Gleichrichter die Batterie, sobald ihre Spannung unter 208 V abfällt; bei 265 V Batteriespannung wird es automatisch wieder stillgesetzt. Dabei wird ihm nicht die volle Leistung von 24 kW entnommen, sondern nur etwa 9 kW, damit der Ladestrom nicht über das zulässige Maß ansteigt. Die hohe Nennleistung des Dieselaggregats ergab sich nur daraus, daß das serienmäßige, für Relaisstationen fast ausschließlich verwendete Modell vorgesehen wurde, womit man auch für etwaige Erweiterungen der Anlagen gerüstet war.

Die Batterie kann bis 2,7 V je Zelle, also insgesamt 297 V (was bei dem angewandten Ladeverfahren einem Füllungsgrad von 100 % entspricht) durch die Netzersatzanlage mit Regeln von Hand oder bei hinreichendem Windangebot auch durch die Windkraftanlage geladen werden.

Energie für Hausbeleuchtung und dgl. wird über einen Kohledruck-Regler aus der Batterie entnommen, je nach Jahreszeit und Umständen täglich 4 bis 8 kWh.

Betrieb und Erfahrungen

Ein einwandfreier Überblick über den Verlauf eines Versuches läßt sich relativ leicht gewinnen, wenn er von Anfang bis Ende unter unveränderten Bedingungen vor sich geht. Diese Möglichkeit war bei der Erprobung der Windkraftanlagen nicht gegeben, weil während der Zeit des Versuches die Dezimeter-Einrichtungen mehrmals erweitert werden mußten.

Ende August 1954 wurden die Anlagen auf dem Schöneberg in Betrieb genommen. Damals betrug der tägliche Energiebedarf auf der Gleichstromseite durchschnittlich 26 kWh. Zu diesen kamen vorübergehend für die kältesten Monate des ersten Winters täglich 24 kWh hinzu, mit denen das Kühlwasser des Diesels auf einer günstigen Starttemperatur gehalten werden mußte, weil dies noch nicht durch Anschluß an die Hausheizung möglich war. Der dadurch auf insgesamt 50 kWh/Tag angewachsene Energieaufwand konnte an den meisten Tagen aus Windkraft allein bestritten werden.

Im Laufe des Versuches hat sich der tägliche Bedarf an Gleichstromenergie durch zusätzliche Richtfunkeinrichtungen in folgenden Stufen erhöht:

1. am 17. 11. 1955
   4 H-Gestelle PPM 24/2200*) 1300 VA im Dauerbetrieb um 48 kWh auf 74 kWh,

*) H-Gestelle enthalten die eigentlichen Hochfrequenzeinrichtungen, das sind Sender und Empfänger ohne Modulations- und Demodulationseinrichtungen.
PPM 24/2200 besagt, daß die Anlage mit Phasen-Impuls-Modulation arbeitet und 24 Gespräche zugleich auf einer Frequenz des 2200 MHz-Bereiches zu übertragen gestattet.
FM 60/2000 weist darauf hin, daß Frequenzmodulation verwendet wird und daß die Anlage 60 Gespräche auf einem Hochfrequenzträger im 2000 MHz-Bereich zu übermitteln vermag.

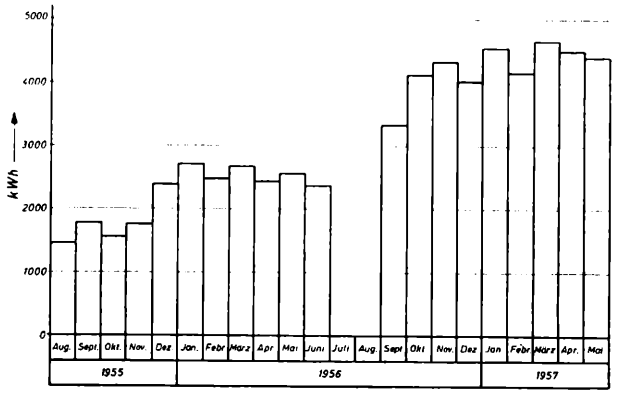
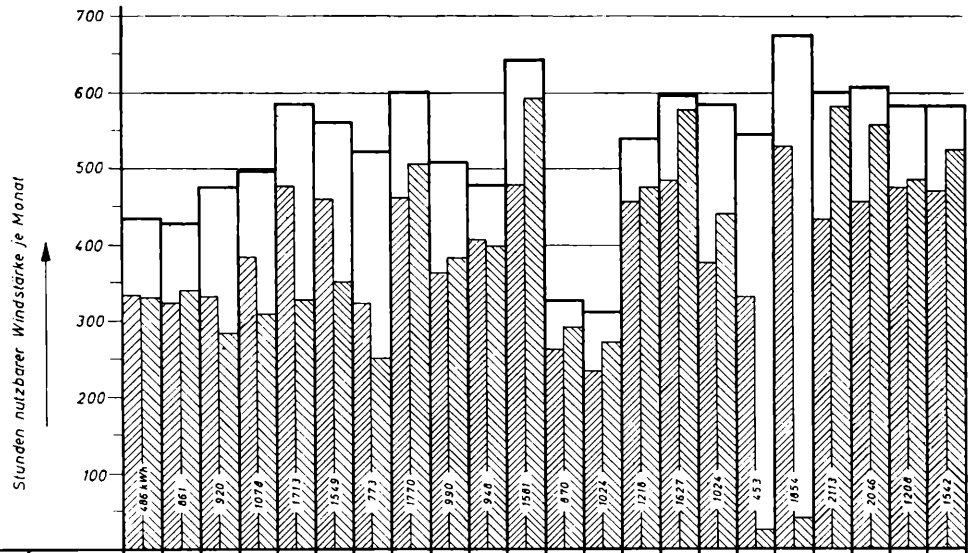


Bild 7. Gesamtenergieverbrauch für dm-Anlagen, Meßgeräte und Hausbeleuchtung oder dergleichen. (Die Werte der Monate Juli und August 1956 waren wegen Umbauarbeiten an den Stromversorgungsanlagen nicht genau zu ermitteln und sind daher weggelassen.)

Die Beobachtungen in den ersten Betriebsmonaten ließen bereits erkennen, daß die gesamte Stromversorgungsanlage vom Windrad bis zu den Gleichstrom-Wechselstrom-Umformern keine prinzipiellen Fehler aufwies. Aufgetretene Störungen waren in jedem Falle auf technische Mängel zurückzuführen und sind als die bei Versuchsanlagen üblichen Kinderkrankheiten zu werten. Derartige Unzulänglichkeiten hat die Lieferfirma stets im Rahmen der vertraglich vorgesehenen Instandsetzungsarbeiten behoben. Zu einem Ausfall von Richtfunk-Geräten, dessen Ursache in der Stromversorgung gelegen hätte, ist es niemals gekommen.

Die eigentliche Berichtszeit beginnt im Sommer 1955 mit der Inbetriebnahme der registrierenden Meßeinrichtungen. Erfaßt sind mit Linienschreibern die Windgrößen: Geschwindigkeit, Weg und Richtung, mit einem Fest-



		Aug.	Sept.	Okt.	Nov.	Dez.	Jan.	Febr.	März	Apr.	Mai	Juni	Juli	Aug.	Sept.	Okt.	Nov.	Dez.	Jan.	Febr.	März	Apr.	Mai
Anzahl der Tage	Vereisung	-	-	-	2	3	5	13	-	1	-	-	-	-	-	1	3	6	1	-	-	-	-
	Abschaltung weg. voll. Batt.	2	1	10	13	15	11	1	7	4	5	9	5	4	8	4	10	6	2	14	13	6	7
	Betrieb	31	30	31	30	31	31	29	31	30	31	30	16	19	30	31	30	31	31	28	31	30	31
Monat		Aug.	Sept.	Okt.	Nov.	Dez.	Jan.	Febr.	März	Apr.	Mai	Juni	Juli	Aug.	Sept.	Okt.	Nov.	Dez.	Jan.	Febr.	März	Apr.	Mai
Jahr		1955					1956												1957				

Bild 8. Nutzbares Windangebot im Vergleich zur wirklichen Windausnutzung durch die Maschinen I //////// und II \\\\\\\\

2. am 3. 7. 1956

   1 Freda-Abzweigsender 680 VA bei täglich 10 Betriebsstunden um 10 kWh auf 84 kWh, ferner durch die auf 10 Stunden täglich ausgedehnte Betriebszeit der Freda-Relaisstelle um 8 kWh auf 92 kWh,

3. am 22. 10. 1956

   2 H-Gestelle FM 60/2000 1200 VA im Dauerbetrieb um 45 kWh auf 137 kWh.

Für ein derartiges Anwachsen des Energiebedarfes (Bild 7) waren aber weder die Windkraftanlagen noch die Kapazität der Batterie bemessen, so daß mit der Zeit ein steigender Energieanteil auf die Netzersatzanlage entfiel. Daher wurde im Sommer 1956 der Anschluß für die dm-Relaisstelle an das Überlandnetz eingerichtet. Das Rheinisch-Westfälische Elektrizitätswerk hatte kurz vorher eine Hochspannungsleitung bis an den Schöneberg geführt, so daß die Anschlußkosten nur noch 6500,— DM betrugen statt der veranschlagten 50 000,— DM unter den Verhältnissen im Jahre 1954.

mengen-Registriergerät der Windweg und die aus Windkraft gewonnene Gleichstromenergie.

Aufschluß über die Zeiten nutzbarer Windstärken und den davon wirklich ausgenutzten Anteil für jede der beiden Windkraftanlagen gibt Bild 8, in dem der Gesamtübersicht wegen noch die Tage mit Abschaltungen infolge Energieüberschusses und infolge Vereisungen sowie die erzeugten Kilowattstunden aufgeführt sind.

Alle Überlegungen und auch die von der Herstellerfirma angegebenen Daten für den zu erwartenden Kilowattstundenertrag im Zeitraum eines ganzen Jahres, bzw. für einen vollen Tag in Abhängigkeit von der beobachteten (bzw. angenommenen) mittleren Windgeschwindigkeit setzen voraus, daß die gesamte der Anlage vom Wind angebotene Energie auch tatsächlich verwertet werden kann. Ist das z. B. wegen zu kleiner Batterie nicht der Fall, so kann der Kilowattstundenertrag auf einen Bruchteil der möglichen Werte absinken.

Das Windangebot auf dem Schöneberg konnte in keinem Monat erschöpfend ausgenutzt werden. Der Grund dafür

war, daß einerseits oft kein größerer Energiebedarf vorhanden, andererseits bei der relativ kleinen Batteriekapazität keine weitere Speicherung der angebotenen Energie mehr möglich war. Letzteres machte sich in steigendem Maße mit der Erweiterung der Richtfunkanlagen bemerkbar.

Eine doppelt so große Batterie (432 Ah) hätte als mittleren Tagesertrag gegenüber den erzielten 41 kWh etwa 60 kWh erwarten lassen und damit eine bemerkenswert höhere Wirtschaftlichkeit der Windkraftanlagen erbracht. Als weiterer Vorteil würden sich bei der relativ geringeren Belastung dieser Batterie die Frequenzschwankungen der Umformer in Abhängigkeit vom Ladestrom noch vermindert haben.

Die verwendete Batterie zeigte schon nach 1 bis 2 Jahren eine übermäßige Schlammbildung, die in erster Linie durch wiederholtes längeres Überladen der Batterie hervorgerufen wird. Auch dieser Übelstand wäre bei größerer Kapazität weit weniger aufgetreten. Nachhaltige Abhilfe kann aber nur dann erreicht werden, wenn statt der ausschließlich auf der Windseite wirkenden Regelvorgänge die Generatorspannung auf der elektrischen Seite, und zwar durch automatisches Regeln des Erregerfeldes, konstant gehalten wird, z. B. derart, wie es sich seit längerer Zeit schon bei den Generatoren für die elektrische Zugbeleuchtung bewährt hat.

Unter die in Bild 8 angegebenen Betriebszeiten für jede der beiden Maschinen fallen sowohl die Stunden, in denen bei schwachem Wind nur geringe Leistung zu erreichen war, als auch die Zeiten günstiger Windstärken, zu denen die Generatoren ihre volle Leistung abgeben oder auch oftmals nur gedrosselt laufen konnten, weil Energieüberangebot vorhanden war. Wieviel eine Maschine allein unter guten Windbedingungen zu leisten vermag, zeigt der Januar 1957. Obgleich in diesem Monat die Maschine II nur 40 Stunden für die üblichen Probeläufe in Betrieb war, also nicht nennenswert zur Energieerzeugung beigetragen hat, wurden doch an 7 Einzeltagen zwischen 75 und 112 kWh erreicht.

Das sogenannte Orkanstopventil zum Schutz der Anlage bei ungewöhnlich hohen Windstärken arbeitete in jedem Falle einwandfrei.

Ein Problem, das wohl noch einer einwandfreien Lösung harrt, besteht bei hartnäckigem Eisansatz. Das zeigte sich besonders, wenn nach starker Rauhreifbildung durch Sonne ein teilweises Auftauen und danach erneutes Gefrieren eintrat. Dadurch verloren die vereisten Flügel so viel von ihrem günstigen Profil, daß die erzeugte Leistung auf einen geringen Bruchteil zurückging. Zum Teil wird bei mäßigem Eisansatz diese Wirkung wieder dadurch ausgeglichen, daß während der Monate, in denen Rauhreif häufig auftritt, die maximale Windstärkehäufigkeit bei höheren Windstärken liegt als in der wärmeren Jahreszeit (Tafel 1). Vorsichtige Versuche, die Eisschicht abzuschlagen oder abzuheben, blieben erfolglos. Hierauf hat der Verfasser in seinem Referat „Über die Erfahrungen bei der Stromversorgung von dm-Geräten durch Windkraft" auf der Jahresfachtagung der Studiengesellschaft Windkraft am 17. 5. 1957 in Göppingen besonders hingewiesen. In der Diskussion wurde diese Frage nochmals eingehend erörtert, ohne daß eine wirksame Gegenmaßnahme hätte angegeben werden können.

Bei schwachem Ostwind lief die Maschine I infolge des Windschattens vom Betriebsgebäude schlecht an, was sich jedoch auf die Gesamtleistung kaum auswirkte, zumal die Häufigkeit dieser Windrichtung verhältnismäßig klein ist. Die Maschine II zeigte keine wahrnehmbare Richtungsabhängigkeit.

Von den insgesamt 15 432 registrierten Stunden herrschten in 11 680 Stunden nutzbare Windstärken, das sind 75,6 %. Dieser Anteil entspricht gut dem aus dem Jahresdurchschnitt der Tafel 1 zu erwartenden Wert von etwa 73 %. Die Maschinen I und II waren 8864 bzw. 8335 Stunden in Betrieb, das sind 75,9 bzw. 71,3 % der nutzbaren Zeit. Die Energieausbeute zeigt Bild 9. In der

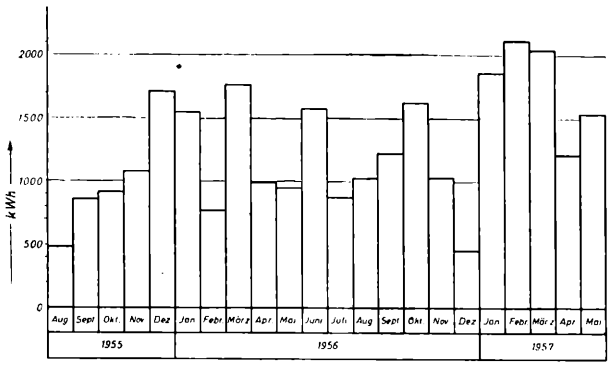


Bild 9. Aus Windkraft in den einzelnen Monaten gewonnene elektrische Energie. (In den Monaten Juli und August 1956 sind die Anlagen wegen Umbauarbeiten für den Überlandnetzanschluß nur an 16 bzw. 19 Tagen gelaufen; der niedrige Wert für Dezember 1956 ist auf einen Schaden in der Schaltanlage zurückzuführen.)

gesamten Versuchszeit betrug der Verbrauch an elektrischer Energie 75 550 kWh, von denen 31 467 kWh oder 41,7 % aus Windkraft gewonnen wurden. Den größeren Teil des Energiebedarfes mußten mithin die Netzersatzanlage und später das Überlandnetz bestreiten. Diese Zahlen ergeben aber zunächst ein Zerrbild für die Beurteilung der Stromversorgung auf Windkraftbasis, weil sie, wie schon dargelegt, durchaus nicht mehr den der ursprünglichen Planung zugrunde gelegten Verhältnissen entsprechen. Deshalb seien zum Vergleich die Zahlen für das Jahr vor dem Einrichten des Überlandnetzanschlusses, d. i. von Juli 1955 bis Juni 1956, angeführt mit 13 336 kWh aus Windkraft und 12 080 kWh aus der Netzersatzanlage, also 25 416 kWh Verbrauch, wovon 52,5 % aus Windkraft stammen. In diesem Jahr mußten bereits 4 H-Gestelle PPM 24/2200 für 6½ Monate zusätzlich versorgt werden. Schließlich seien noch die ersten 4 Betriebsmonate 1954 betrachtet, in denen die Belastung der Stromversorgung mit der Planung übereinstimmte. Hier ergibt sich aus dem Verbrauch von 3328 kWh und den aus Windkraft erzeugten 2663 kWh ein Anteil von 80 %.

Dieses Resultat läßt erkennen, daß mit dem steigenden Energiebedarf unter hinreichenden Windbedingungen auch der aus Windkraft gewonnene Betrag an elektrischer Energie gewachsen ist; zugleich hat dabei die an sich schon unzulängliche Batterie mehr und mehr an Bedeutung als wirksamer Energiespeicher eingebüßt und hauptsächlich nur noch als Pufferorgan gedient. Nimmt man nun an, daß die anfänglichen Verhältnisse über die gesamte registrierte Zeit fortbestanden hätten, es also nicht zu den Erweiterungen der Richtfunkanlagen gekommen wäre, so würde sich selbst bei der verlängerten mittleren Betriebszeit der Freda-Anlagen von 10 Stunden täglich ein Energiebedarf von insgesamt nur etwa 24 000 kWh ergeben. Tatsächlich sind aber unter den geschilderten Umständen rund ⅓ mehr, nämlich

31 467 kWh erzeugt worden. Es ist somit wohl nicht zu bezweifeln, daß sich bei einer Batterie von 432 Ah von diesen 24 000 kWh mehr als 90 % hätten aus Windkraft erzielen lassen.

Die Anzahl der Tage im Laufe eines Jahres (von Mitte 1955 bis Mitte 1956), an denen gewisse Mindestmengen an Kilowattstunden gewonnen wurden, ist aus Bild 10 ersichtlich. Für eine Batterie mit höherer Kapazität, aber unter sonst unveränderten Voraussetzungen, würde die Kurve über der gezeichneten verlaufen.

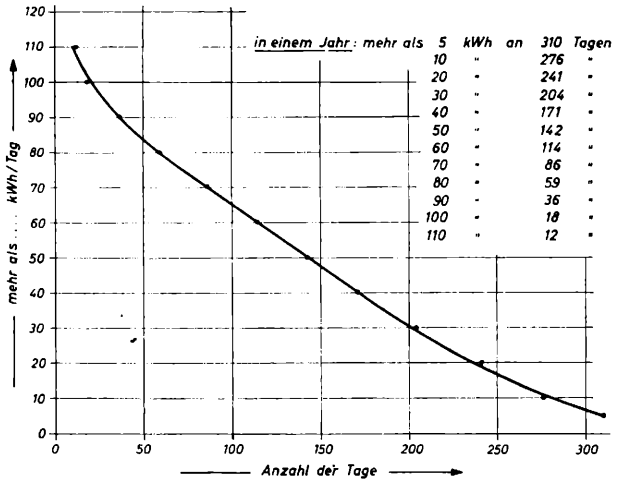


Bild 10. Anzahl der Tage im Laufe eines Jahres, an denen eine gewisse Mindestzahl an Kilowattstunden erzeugt wurde.

Die in Bild 2 etwas außerhalb der Kurve befindlichen ×-Zeichen stellen auf dem Schöneberg an der Maschine I ermittelte Leistungswerte in Abhängigkeit von der Windgeschwindigkeit dar.

Besondere Aufmerksamkeit wurde dem Verhalten von Spannung und Frequenz für den Betrieb der Richtfunkgeräte gewidmet. Um nicht in zeitraubenden Messungen bei stark veränderlichen Windstärken den Einfluß von Ladestromstößen auf die Batteriespannung sowie auf die von den Umformern abgegebene Spannung und Frequenz feststellen zu müssen, wurden diese Bedingungen nachgebildet. Durch Zu- und Abschalten des Ladegleichrichters wurden Ladestromstöße zwischen 0 und 40 A erzeugt. Dabei erhöhte sich die vor dem Versuch bestehende Batteriespannung von 240 V um maximal 8 V; zugleich zeigte die vom Umformer abgegebene Wechselspannung eine Abweichung um ± 1 V vom Nennwert 220 V und die Frequenz eine Abweichung um maximal ± 0,5 Hz vom Nennwert 50 Hz.

Wenn auch dieser Bericht hauptsächlich das Ergebnis eines Versuches darlegen soll, so mögen doch einige kurze Bemerkungen über die Rentabilität angebracht sein.

Vergleicht man die Wirtschaftlichkeit der Stromversorgung von Richtfunk-Relaisstellen durchschnittlichen Ausmaßes an geeigneten Punkten aus Windkraft mit der Wirtschaftlichkeit der Versorgung aus einem Hochspannungsüberlandnetz, so liegt im Falle längerer Zuleitungen der niedrigere Gestehungspreis für die Kilowattstunde wohl immer auf seiten der Windkraft, schon deshalb, weil bei dem geringen Anschlußwert solcher Stationen die Anlagekosten für die Zuleitung, den Trafo und dgl. einen wesentlichen Anteil des Kilowattstundenpreises ausmachen. Ohne diesen Anteil beträgt der Gestehungspreis für jede auf dem Schöneberg seit September 1957 verbrauchte Kilowattstunde bei der Entnahme von rund 5000 kWh/Monat 18,5 Pf. Werden jedoch Anschlußkosten im Betrag von 50 000,— DM angenommen und auf den Kilowattstundenpreis umgelegt, so erhöht sich dieser auf etwa 26 Pf. Eine Kilowattstunde aus der Netzersatzanlage kostet bei einem Dieselölpreis von 46 Pf/l rund 27 Pf, wobei hier Abschreibung und Verzinsung nicht berücksichtigt sind, weil unabhängig von der Art der Stromversorgung in jedem Falle die Relaisstellen mit einer Netzersatzanlage ausgerüstet sind. Da der Anschaffungspreis für eine Stromversorgungsanlage auf Windkraftbasis, wie sie bei diesem Versuch vorlag, jedoch mit einer Batterie von 432 Ah sich ebenfalls auf rund 50 000,— DM beläuft, sind für die erzeugte Energie lediglich die laufenden Unterhaltungskosten angesetzt, so daß der Preis pro Kilowattstunde bestimmt unter 10 Pf im Vergleich zu 18,5 Pf liegt.

Abschließend kann gesagt werden, daß das Ergebnis dieses Versuches durchaus positiv zu werten ist, und daß die Stromversorgung von Richtfunkstellen auf Windkraftbasis stets dort Vorteile bietet, wo der Anschluß an ein Überlandnetz übermäßige Kosten verursacht und zugleich eine hohe Häufigkeit günstiger Windstärken zu verzeichnen ist. Diese Bilanz dürfte sich noch weit günstiger gestalten, wenn man berücksichtigt, daß bei Mikrowellen-Richtfunkgeräten der Zukunft in erhöhtem Maße Wanderfeldröhren und Transistoren an Stelle der bisherigen Elektronenröhren treten; denn dadurch würde sich die Leistungsaufnahme der Mikrowellen-Anlagen recht spürbar erniedrigen lassen. Unter diesen Gesichtspunkten erscheinen weitere Versuche mit Windkraft erfolgversprechend, zumal man auch in Amerika beginnt, einer derartigen Stromversorgung von Richtfunkanlagen mehr Aufmerksamkeit zuzuwenden, weil in Gebieten mit weitmaschigen Überlandnetzen die Stromversorgung ein primäres Problem bei der Planung von Richtfunkstellen bedeutet.

Der Versuch wurde im Sommer 1957 beendet, weil die Windkraftanlagen den in unerwarteter Weise angewachsenen Energiebedarf nicht mehr zu decken vermochten und die Maschine I bei dem Betriebsgebäude einem Antennenturm weichen mußte; zudem wäre die Fortsetzung des Parallelbetriebes mit dem Überlandnetz nur nach Erweitern des Betriebsgebäudes möglich gewesen, da weder für die größere Batterie noch für den Einbau neuer Kontrolleinrichtungen Platz vorhanden war, die jetzt anstatt der Regel- und Überwachungsgeräte für die Windkraftanlagen aufgebaut werden konnten.

ANHANG

Für die bei dem vorstehenden Versuch angestellten Windmessungen wurden elektrische Geber verwendet, die auf besonderen Masten in Achsenhöhe der Windkraftmaschinen angebracht waren (Bild 11). Die dazugehörigen Anzeigegeräte befanden sich im Betriebsraum (Bild 12).

Geber von Windmeßeinrichtungen müssen frei und hoch aufgestellt sein, wenn sie einwandfreie Meßresultate liefern sollen. Daher sind sie allen Witterungsunbilden schonungslos ausgesetzt. Durch zwei Erscheinungen werden aber die Messungen verfälscht oder ganz unmöglich gemacht. Das sind einerseits Rauhreif und Eisansatz, andererseits schwache atmosphärische Entladungen oder gar Blitzschläge, die über die Lagerung des Schalenkreuzes oder der Windfahne zur Erde fließen. Bei letzterem kommt es vom schwachen Brandflecken

Bild 11

Bild 11. Die beiden Windkraftmaschinen mit den Masten für die Geber der Windmeßeinrichtungen. Der Geber des linken Mastes ist zur Überprüfung abgenommen und in Bild 15 gesondert gezeigt. Im Vordergrund zwei Parabolantennen für die dm-Strecken.

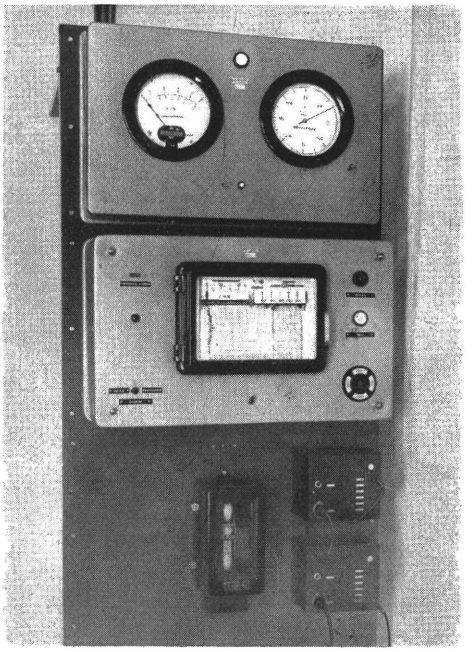


Bild 12

Bild 12. Gestell mit den Windmeßgeräten; oben Anzeige von Windgeschwindigkeit und -richtung, in der Mitte Schreiber für Windgeschwindigkeit, -weg und -richtung, unten Festmengen-Registriergerät für Windweg und elektrische Energie mit den zugehörigen Verstärkern.

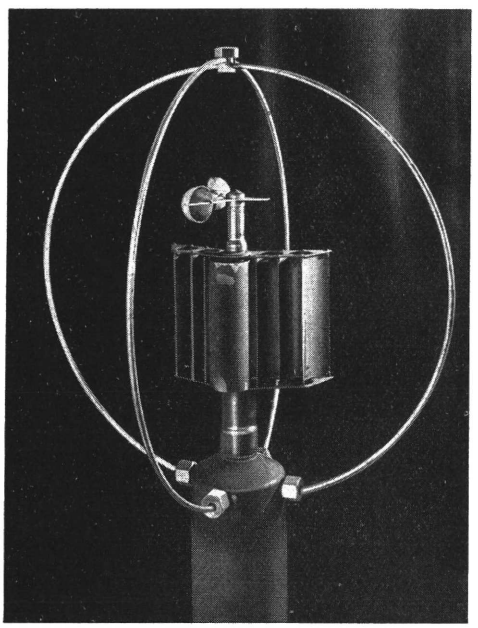


Bild 13. Geber mit heizbarem Blitzschutz

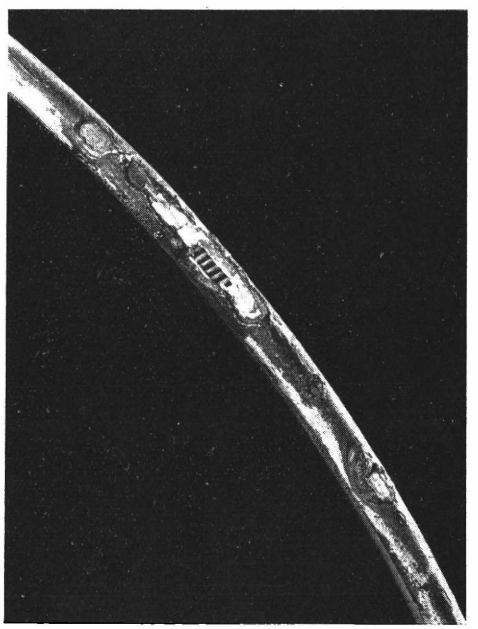


Bild 14. Backerrohr mit Schmelzspuren durch Blitzeinschlag

des Fettes auf den Laufflächen der kleinen und empfindlichen Kugellager bis zum völligen Verschmoren der Metallteile.

Um den Windgeber nach Möglichkeit gewitterfest zu machen, wurden Schutzeinrichtungen gemeinsam mit der Firma Lambrecht, Göttingen, entwickelt (erste Ausführung in Bild 13). Schalenkreuz und Windfahne sind von zwei gekreuzten Kreisringen aus dünnem Backerrohr umgeben, die Heizspiralen zum Abtauen von Rauhreif oder Eis enthalten. Versuche im Windkanal ergaben, daß eine meßbare Beeinflussung des Gebers durch die Rohre nicht eintritt. Ein Blitzeinschlag hinterließ schwere Spuren auf den Backerrohren, die besonders auf der oberen rechten Hälfte des Ringes gut sichtbar und in Bild 14 vergrößert dargestellt sind. Obgleich die Erschütterung beim Blitzeinschlag so groß gewesen sein muß, daß eine Schale des Schalenkreuzes abbrach, konnte bei der sorgfältigen Untersuchung des Gebersystems weder die geringste Spur eines Stromüberganges an den Kugellagern noch irgendeine andere Beschädigung an einem Teil des Gebers festgestellt werden. Mit einem neuen Schalenkreuz versehen, war die Windmeßeinrichtung sofort wieder brauchbar.

Rauhreifansatz oder Vereisung geben der Windfahne und besonders dem Schalenkreuz leicht eine so starke Änderung der äußeren Form, daß keine genauen Meßwerte mehr zu erzielen sind. Es ist auch öfters vorgekommen, daß Schalenkreuz und Windfahne regelrecht festgefroren waren. Daher wurde versucht, mit einer

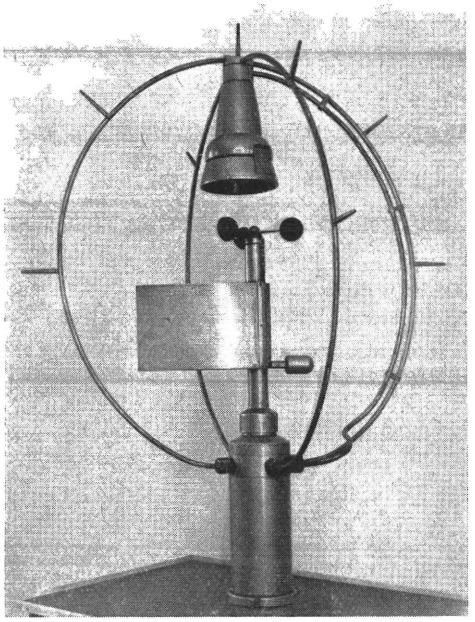


Bild 15. Letzte Ausführung des Gebers mit Blitz- und Vereisungsschutz

verbesserten Ausführung (Bild 15) auch der Schwierigkeiten bei Rauhreif- und Vereisungsgefahr Herr zu werden. Die Blitzschutzringe sind etwas ellipsenförmig gehalten und tragen in der oberen Hälfte hartaufgelötete Messingspitzen, um bei Blitzeinschlägen Beschädigungen der Backerrohre zu vermeiden. Der ganze drehbare Schaft, auf dem die Windfahne sitzt, und auch deren Vorderkante sind in 3 Stufen heizbar. Das mattschwarz lackierte Schalenkreuz selbst erhält im Bedarfsfalle von oben durch einen kräftigen Infrarotstrahler so viel Wärme, daß bis auf seltene Fälle von ungewöhnlich starker Eisbildung einwandfreie Messungen möglich waren. Auch bei Gewittern hat sich diese Ausführung recht gut bewährt.

Schrifttum:

[1] *W. Schieber:* Energiequelle Windkraft. Berlin 1941, S. 101—127.

[2] *K. Bilau:* Die Windausnutzung zur Krafterzeugung. Berlin 1943.

[3] *A. Fleischmann:* Die Ausnutzung der Windkraft. Bericht Nr. 4 der Ventimotor G. m. b. H., Weimar 1941, S. 15—20.

[4] *H. Priester:* Die selbsttätige Regulierung einer elektrischen Anlage. Die Ausnutzung der Windkraft, Bericht Nr. 6 der Ventimotor G. m. b. H., Weimar 1942, S. 18—26.

[5] *U. Hütter:* Die Entwicklung von Windkraftanlagen zur Stromversorgung in Deutschland. Ztschr. „BWK" (Brennstoff, Wärme, Kraft) 6 (1954), Nr. 7, S. 270—278.

[6] *H. Honnef:* Windkraftwerke. Braunschweig 1932, S. 28—31.

[7] *F. Kleinhenz:* Das Großwindkraftwerk MAN-Kleinhenz. Bericht Nr. 6 der RAW (Reicharbeitsgemeinschaft Windkraft) Berlin 1943, S. 7—18.

[8] Wind-Generated Electricity. Engineering, London March 25, 1925.

[9] *M. Mackenthum:* Windkraftanlage Neuwerk. Elektrizitätswirtschaft 50 (1951), S. 322—325.

[10] *Fr. Baumeister:* Ein Windkraftwerk zum Betrieb von Seezeichen. ETZ-B 7 (1955), H. 12, S. 437—441.

[11] *M. Kloss:* Der direkte Antrieb von Synchrongeneratoren durch Großwindkraftwerke im Parallelbetrieb mit einem taktgebundenen Netz. ETZ 63 (1942), S. 362—367 und S. 388—392.

[12] *M. Kloss:* Starkstromerzeugung durch Windmotoren. ETZ 72 (1951), H. 7, S. 201—202.

[13] *G. Clausnitzer* und *U. Hütter:* Parallelbetrieb einer 8,8 kW-Windkraftanlage mit einem Stromversorgungsnetz. Mitteilungen der Studiengesellschaft Windkraft, April 1953, S. 1—16.

[14] *K. O. Schmidt:* Die Windkraftanlage der Deutschen Bundespost auf dem Schöneberg. Elektro-Technik 37 (1955), Nr. 51/52, S. 34—36.

[15] *G. König:* Der Windstromautomat 5 bis 7,5 kW in Barnim-Potsdam. Bericht Nr. 6 der RAW, Berlin 1943, S. 30—35

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 8, AUGUST 1959

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Zum Tagesgang der Rückstreu-Feldstärke von Telegraphiesignalen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt und dem Funkamt Frankfurt a. Main

Von **B. Beckmann** und **K. Vogt**

Mit 3 Bildern

DK 621.371

Einleitung

In Fortsetzung früherer Arbeiten [1, 2] über Rückstreumessungen an Telegraphiesignalen im Kurzwellenbereich wird im folgenden an einem Beispiel der Tagesgang der Rückstreu-Feldstärke als Grundlage für die Abschätzung der Ausbreitungsbedingungen während des kommerziellen Betriebes näher erörtert. In den angeführten Arbeiten wurde über die verwendete Ringmethode ausführlich berichtet.

Telegraphiesignale haben eine längere Dauer als die Laufzeit der Rückstreu-Echos (back-scatter). Deshalb ist es notwendig, die Rückstreu-Amplitude der Randkurve des in die Zwischenfrequenz transponierten Signals zu entnehmen. Durch Interferenz zwischen dem Bodensignal und dem Rückstreu-Signal entstehen Stufen in der Randkurve. Wegen der unregelmäßigen Folge und Zeitdauer der Telegraphie-Signale ist es nicht möglich, eine Synchronisation in der Amplituden-Zeit-Darstellung auf dem Schirm des Kathodenstrahl-Oszillographen zu erreichen. Aus diesem Grunde wird die sogenannte „Ringmethode" für die Beobachtung der Rückstreu-Amplitude von Telegraphie-Signalen benutzt, die keine Synchronisation benötigt. Wenn man die Zwischenfrequenz des Empfängers mit 90^0 Phasenverschiebung auf die vertikalen und horizontalen Platten des Kathodenstrahl-Oszillographen legt, werden die Amplituden des Signals als Kreise auf dem Schirm abgebildet.

Messungen

In der linken Spalte des Bildes 1 sind Rückstreu-Messungen mit kurzen Impulsen abgebildet. Bild 1 a zeigt einen einfachen Rückstreu-Sprung über die F-Schicht. Links ist das Bodensignal und rechts mit einer bestimmten Laufzeitverzögerung das Rückstreu-Paket zu sehen. Bild 1 b zeigt ein Beispiel für einen Mehrfach-Sprung, hier zweifach, und Bild 1 c den Fall ohne Rückstreuung. Wenn der Sender mit normalen Telegraphie-Signalen getastet wird, ergeben sich in der mittleren Spalte die entsprechenden Bilder 1 d bis f. In diesen Bildern sind die erwähnten Sprünge in den Randkurven zu sehen. Die Amplitude am Ende der Signale stellt die Rückstreuung dar. In Bild 1 f ist ein Telegraphie-Signal ohne Rückstreuung gezeigt. Die entsprechenden Ringdarstellungen sind in der rechten Spalte der Bilder 1 g bis h gezeigt. Der Durchmesser des inneren Ringes entspricht der Rückstreu-Amplitude.

Es wird versucht, die ionosphärischen Ausbreitungsbedingungen durch die Rückstreu-Amplituden des ersten Sprunges auf der Seite der Sendestation abzuschätzen. Die Versuche zeigen, daß normalerweise die Amplitude mit der Abnahme der Sprungentfernung und der ionosphärischen Absorption wächst. Da beide Daten die Ausbreitungsbedingungen bestimmen, lassen sich die Übertragungsbedingungen als Funktion der Betriebsfrequenz und der Zeit abschätzen.

Die tägliche Änderung kann folgendermaßen gekennzeichnet werden: Wenn die kritische Frequenz der

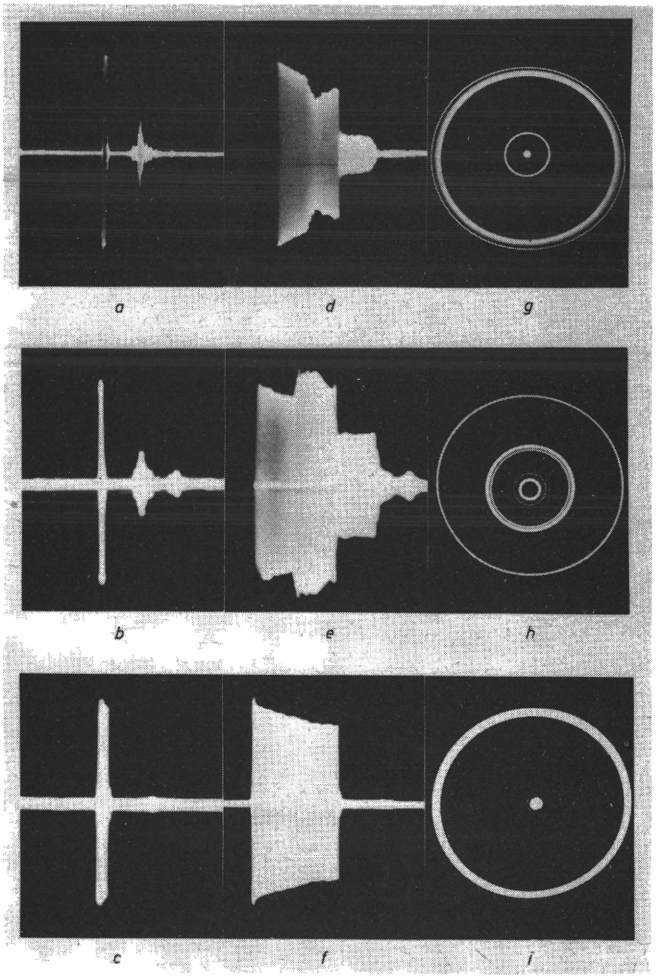


Bild 1. Rückstreu-Amplituden
a—c bei Verwendung kurzer Impulse,
d—f an Telegraphie-Signalen und
g—i dargestellt als Ringbilder

F-Schicht in den Morgenstunden wächst, ist das erste Ansteigen der schwachen Rückstreu-Amplitude zu bemerken, zu einer Zeit, wo die Betriebsfrequenz ungefähr der MUF für etwa 3000 km Entfernung entspricht. Wenn die kritische Frequenz weiter anwächst, erfolgt zunächst eine Zunahme der Rückstreu-Amplitude und es werden abhängig von der Übertragungsrichtung auch Mehrfachsprünge sichtbar. Gegen Mittag macht sich die ionosphärische Absorption mehr oder weniger stark bemerkbar. In den Nachmittagsstunden, wenn die Absorption geringer wird, erscheinen wieder Mehrfachsprünge, die um die Mittagszeit wegen der hohen Absorption nicht vorhanden waren. Nähert sich in den Abendstunden die Betriebsfrequenz der MUF für etwa 3000 km Entfernung, so verschwindet die Rückstreu-Amplitude. Möglicherweise ist noch ein Restwert vorhanden, der durch Rückstreu-Effekte im E-Gebiet verursacht wird.

Die zeitliche Veränderung der Rückstreu-Amplitude wurde in einem Film festgehalten [3]. Ein Sender der

Überseefunksendestelle Bonames bei Frankfurt a. Main wurde auf der Frequenz 25 420 kHz mit Telegraphie-Signalen getastet. Die Abstrahlung erfolgte über eine Rhombusantenne in Richtung Nordamerika (Azimut 294° rwN). Die Rückstreu-Beobachtungen wurden auf der Überseefunkempfangsstelle Eschborn in 10 km Entfernung von der Sendestation durchgeführt, wobei eine Rhombusantenne mit dem gleichen Azimut verwendet wurde. Der erste Teil des Films wurde am Morgen des 29. Januar 1958 aufgenommen, der zweite Teil, der die Entwicklung am Nachmittag zeigt, am 27. Januar 1958.

In Bild 2 ist ein Ausschnitt aus diesem Film wiedergegeben. Das erste Auftreten von Rückstreuung zeigt

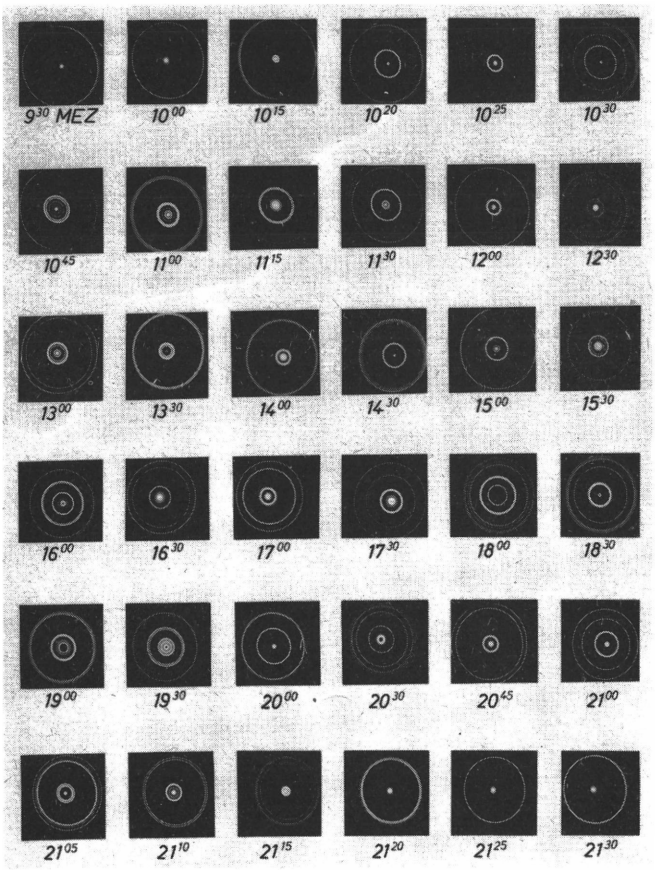


Bild 2. Tagesgang der Rückstreu-Amplitude (Bildausschnitte eines Films)
Frequenz DFZ 42 25 420 kHz, Sendeleistung 20 kW, Antennengewinn 12 db, Azimut 294° rwN

sich um 1015 MEZ, etwa 2 Stunden vor dem Aufgang der Frequenz 25 MHz für die Verbindung Frankfurt a. Main—Nordamerika (WWV), was etwa der Zeitdifferenz zwischen den beiden Reflexionspunkten entspricht.

Nach dem Anwachsen der Rückstreu-Amplitude, d. h. des inneren Ringdurchmessers in den Einzelbildern, als Folge der wachsenden Grenzfrequenz ist der Einfluß der Mittagdämpfung ersichtlich. Die Rückstreu-Ringe werden etwa um 1230 MEZ wieder etwas kleiner. Am Nachmittag nach 1600 MEZ erscheinen als Folge der abnehmenden Dämpfung Doppelsprünge. Die Einzelbilder zeigen zu dieser Zeit gleichzeitig zwei Rückstreu-Ringe mit wachsendem Durchmesser. In den Abendstunden verschwindet die Rückstreu-Amplitude etwa um 2120 MEZ gleichzeitig mit den Signalen des oben erwähnten Senders WWV auf 25 MHz, verursacht durch den Sonnenuntergang an dem der Sendestation nächstgelegenen Reflexionspunkt.

Daß die im wesentlichen den Tagen vom 27. und 29. Januar 1958 entnommenen Ringbilder zu einem Tagesgang zusammengestellt werden können, zeigt der Vergleich der beiden Schreibstreifen des Bildes 3. Die in Darmstadt durchgeführte Registrierung des Senders WWV auf 25 MHz ergibt völlige Übereinstimmung der beiden Tagesgänge und damit der ionosphärischen

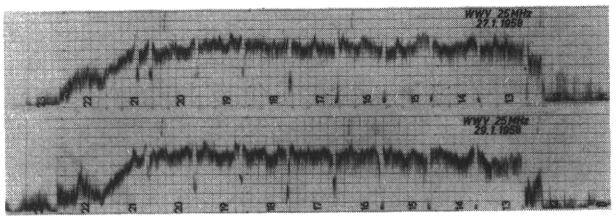


Bild 3. Feldstärkeregistrierungen des Senders WWV auf 25 MHz, aufgenommen in Darmstadt am 27. 1. und 29. 1. 1958

Übertragungsbedingungen. Der Einsatz der Übertragung erfolgt etwa um 1220 MEZ, der Untergang etwa um 2130 MEZ.

Die hier erläuterte einfache Rückstreu-Beobachtungsmethode kann auf kommerziellen Stationen für die Abschätzung der Ausbreitungsbedingungen und für die Wahl der optimalen Betriebsfrequenz von Nutzen sein.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *B. Beckmann* und *K. Vogt*, Über Beobachtungen der Rückstreuung (back-scatter) im Kurzwellengebiet an kommerziellen Telegraphiesignalen. Fernmeldetechn. Zeitschrift 8 (1955), S. 473—481.

[2] *B. Beckmann* und *K. Vogt*, Über die Messung des Streukoeffizienten bei der Rückstreuung von Kurzwellen-Telegraphiesignalen. Nachrichtentechn. Zeitschrift 9 (1956), S. 441—448.

[3] *B. Beckmann* und *K. Vogt*, Vortrag bei der Tagung der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre, Klein-Heubach a. Main, April 1958. Vortrag beim Internationalen Kongreß für Wellenausbreitung, Lüttich, Oktober 1958.

Sonderdruck

NTZ NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 12, HEFT 10, OKTOBER 1959

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Die Flächenerdung in Fernmeldeanlagen

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt der Deutschen Bundespost und dem Zentral-Laboratorium der Siemens & Halske AG

Von **O. Warmers**, Darmstadt und **A. Ziegler**, München

DK 621.316.99

Mit 4 Bildern

Einleitung

In der Fernmeldetechnik werden in der Regel sowohl für die Betriebsstromkreise als auch für die nicht zum Betriebsstromkreis gehörenden Metallteile der technischen Einrichtungen leitende Verbindungen mit dem Erdreich gefordert. Die hierfür nötigen Erdelektroden werden als Erder, die zu ihnen führenden Verbindungsleitungen als Erdungsleitungen, und der Anschluß der Betriebsstromkreise und Metallteile an Erdungsleitungen als Erdung bezeichnet.

Die Erdung der Betriebsstromkreise ist aus übertragungstechnischen Gründen immer dann notwendig, wenn das Erdreich in den Betriebsstromkreis mit einbezogen wird. Dies ist bei allen Systemen mit unsymmetrischem Betrieb über Erde, wie z. B. bei Signalstromkreisen oder bei der Wahl über Erde, der Fall.

Bei allen Systemen mit symmetrischem und koaxialem Betrieb ist die Erdung der Betriebsstromkreise (Außenleiter der Tuben, Mitten der TF-Übertrager) theoretisch ohne Bedeutung, doch wird sie in vielen Fällen zur Potentialfestlegung, zur Sicherheit und als Schutz gegen Korrosion gefordert.

Die Erdung der nicht zum Betriebsstromkreis gehörenden Metallteile (Gestellrahmen, Gerätegehäuse u. dgl.) ist wegen der Beeinflussungsgefahr und vor allem zur Sicherheit notwendig. Sie wurde deshalb bisher als Sicherheitserde (auch Gestellerde, Körpererde, statische Erde) bezeichnet. Auf diese Weise kann das Personal gegen unzulässig hohe Berührungsspannungen bei Kurzschlüssen und auch bei Blitzschlägen geschützt werden.

Die Wahl der Erdungspunkte, das Verlegen der Erdungsleitungen und die Ausführungsform der Erder gewannen mit der Entwicklung der Nachrichtentechnik zunehmend an Bedeutung. Dabei wird es immer schwieriger, die Erder in nicht beeinflußtem Gelände zu verlegen, da mit der steigenden Zahl der Starkstromverbraucher des öffentlichen Netzes und der Einführung der Nullung als Schutzmaßnahme in immer stärkerem Maße 50-Hz-Felder in Erde vorhanden sind. Auch die fortschreitende Elektrifizierung der Bahnen hat $16^2/_3$-Hz-Felder im Erdboden und damit eine induktive Beeinflussung der zur Bahnlinie parallel verlaufenden Fernsprechkabel zur Folge. Um das Eindringen der induzierten technischen Wechselströme und deren Oberwellen über die Erdungsleitungen in die Betriebsstromkreise zu verhindern, ging man zunächst dazu über, die Erdungsleitungen von Sammelpunkten aus in sternförmiger Verzweigung zu den technischen Einrichtungen zu verlegen und sogenannte Erdschleifen innerhalb der Fernmeldeanlage zu vermeiden. Dieses Erdungssystem wurde deshalb auch als sternförmige Erdung bezeichnet.

Das Prinpiz der sternförmigen Erdung (Bild 1 a)

Das Prinzip der sternförmigen Erdung ist in Bild 1 a dargestellt. Hierbei wird jeder zu erdende Punkt der technischen Einrichtung nur einmal geerdet.

Das Nullpotential der Fernmeldeanlage wird durch eine Erdungssammelschiene definiert, an die als Erder ein oder mehrere Rohr-, Platten- oder Bandstahlerder, Wasserleitungsrohre und auch die Bleimäntel der Ortskabel angeschlossen werden. Zu diesem zentralen Erdungspunkt sind die Betriebs- und Sicherheitserdungsleitungen für die technischen Einrichtungen getrennt voneinander herangeführt.

An die Betriebserdungsleitungen sind die zu erdenden Pole der Stromversorgungsanlagen (z. B. minus Anodenbatterie, plus Heizbatterie) angeschlossen. Deren geerdete Speiseleitungen stellen die Betriebserdungsleitungen für die zugehörigen technischen Einrichtungen dar. Die Betriebserdungsleitungen werden sternförmig zu den technischen Einrichtungen und innerhalb dieser wieder sternförmig zu den einzelnen Geräten geführt. Um dieses Prinzip konsequent durchzuführen, müssen die Geräte teilweise isoliert eingebaut werden. Auch die Schirme der Amtsverdrahtungsleitungen dürfen dann nur jeweils an einer Seite geerdet werden.

An die Sicherheitserdungsleitungen sind alle berührbaren Metallteile der technischen Einrichtungen, welche nicht mit der Betriebserde verbunden sind, angeschlossen. Wegen der getrennten Führung der Betriebserdungsleitungen darf außer dem gemeinsamen Anschluß an der Erdungssammelschiene keine weitere Verbindung zwischen Betriebserde und Sicherheitserde innerhalb der Fernmeldeanlage vorhanden sein.

Für die Starkstromverbraucher wird als Schutzmaßnahme „Schutzerdung" oder „Nullung" angewendet.

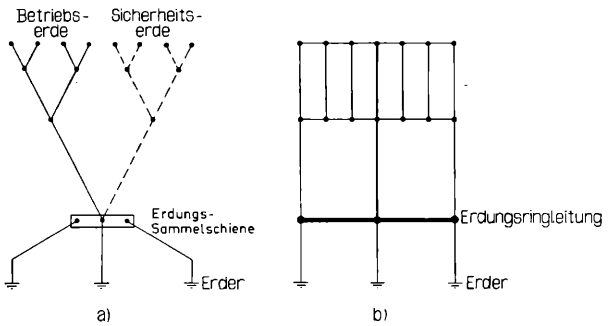


Bild 1. Prinzip der Erdung in Fernmeldeanlagen
a) sternförmige Erdung (bisher) b) Flächenerdung (künftig)

Der Übergang zur Flächenerdung (Bild 1 b)

Mit der Einführung der koaxialen Übertragungssysteme läßt sich das Prinzip der sternmförmigen Erdung nicht mehr streng durchführen, weil der geerdete Schirm der koaxialen Leitungen als stromführender Leiter an beiden Enden mit den Gehäusen der Geräte verbunden sein muß. Hierdurch ergeben sich zwangsläufig galvanische Verbindungen zwischen den Betriebserdungsleitungen sowohl innerhalb der technischen Einrichtungen als auch zwischen räumlich entfernt angeordneten Gerätegruppen.

Bei den koaxialen Fernkabeln muß, um die Störbeeinflussung klein zu halten, der Außenleiter der Tube mit dem Kabelmantel am Kabelende verbunden sein. Da die Außenleiter der Tuben aber bis zu den Gerätegehäusen galvanisch durchverbunden sein müssen, ergibt sich damit gleichzeitig eine leitende Verbindung der Erdung über die Kabelmäntel mit den Betriebserdungsleitungen und somit ein zusätzlicher Zusammenschluß von Betriebserde und Sicherheitserde.

Leistungsstarke Mittel- und Langwellensender können in nahegelegenen Fernmeldeanlagen die in gleicher Frequenzlage betriebenen Trägerfrequenz-Systeme stören. Diese Beeinflussung kann wesentlich herabgesetzt werden, wenn die Schirme der Amtsverdrahtungsleitungen an beiden Enden geerdet werden, da dann durch den Hochfrequenzstrom auf dem Schirm eine Reduktionswirkung für das störende Feld in Erscheinung tritt. Sie ist um so wirksamer, je mehr Leitungen in einem Bündel zusammengefaßt sind. Bei großen Bündeln von etwa 50 Leitungen ist diese Bündelwirkung sogar im Niederfrequenzbereich (800 Hz) noch stark wirksam.

Es konnte durch Messungen nachgewiesen werden, daß durch die getrennte Führung von Betriebs- und Sicherheitserde eine nahezu verlustfreie Fortpflanzung von Hochfrequenz-Störspannungen (wie z. B. von Schaltknacken) ermöglicht wird, die zu Störungen in den Nachrichtensystemen führten. Diese Störungen ließen sich nur dadurch beseitigen, daß die Hochfrequenz-Potentialunterschiede zwischen den Geräten durch niederohmiges Verbinden von Betriebserde und Sicherheitserde vermindert wurden.

Außerdem können die bei getrennter Führung von Betriebserde und Sicherheitserde auftretenden Potentialdifferenzen auch verschiedene Meßergebnisse bei der Prüfung der technischen Einrichtungen zur Folge haben, je nachdem ob die Meßgeräte an Betriebs- oder an Sicherheitserde, oder mehrere Geräte eines Meßaufbaus verschieden geerdet werden. Es ist daher auch aus meßtechnischen Gründen erwünscht, durch Zusammenschluß von Betriebs- und Sicherheitserde die Potentialdifferenzen auszugleichen und ein einheitliches Bezugspotential zu schaffen.

Wegen dieser neuerdings zwangsläufig vorhandenen, aber oft auch zur Entstörung nötigen Verbindung der Erdungsleitungen kann die bisher angewendete sternförmige Erdung nicht mehr konsequent durchgeführt werden. Das Verbinden von Betriebserde mit Sicherheitserde innerhalb der Fernmeldeanlage bringt zwangsläufig auch den Anschluß der gesamten Metallkonstruktionen an die Betriebserdungsleitungen mit sich. Durch solche Querverbindungen wird aber das Prinzip der sternförmigen Verlegung der Betriebserdungsleitungen durchbrochen. Man kann deshalb ein einheitliches Erdungsschema erst dann wieder erreichen, wenn das Prinzip des Zusammenschaltens aller Erdungsleitungen allgemein durchgeführt wird. Es hat, wie im folgenden gezeigt wird, viele Vorzüge und läßt sich außerdem für alle fernmeldetechnischen Anlagen anwenden.

Prinzip der Flächenerdung

Nach diesem Erdungsprinzip wird eine möglichst innige Vermaschung aller Erdungsleitungen angestrebt. Damit soll erreicht werden, daß keine störenden Potentialdifferenzen zwischen verschiedenen Erdungspunkten mehr auftreten können. Es bilden dann die Erdungsleitungen ein Netzwerk, das sich über die ganze Fläche der Fernmeldeanlage ausdehnt. Deshalb wird dieses Erdungsschema Flächenerdung genannt.

Bei der Flächenerdung wird die getrennte Führung von Sicherheitserdungsleitungen und Betriebserdungsleitungen aufgehoben. Bei ausreichendem Querschnitt werden die Betriebserdungsleitungen sowie die geerdeten Speiseleitungen als Schutzleitungen für die technischen Einrichtungen und Gerätegehäuse verwendet. Es können dann besondere Sicherheitserdungsleitungen entfallen.

Damit ist aber auch ein isolierter Aufbau bei den technischen Einrichtungen nicht mehr notwendig. Die Schirme der Amtsverdrahtungsleitungen werden einheitlich an beiden Enden geerdet. Dies ist besonders bei den Leitungen für Trägerfrequenzsysteme vorteilhaft, weil damit die Beeinflussung der Systeme durch Funksender am wirksamsten vermindert werden kann. Es wird so für alle geschirmten Amtsverdrahtungsleitungen ein einfaches und einheitliches Erdungsschema erzielt.

Nun können aber auch bei der Flächenerdung starke 50-Hz-Potentialdifferenzen zwischen verschiedenen Erdungspunkten auftreten, wenn im Installationsnetz des Hauses die Nullung als Schutzmaßnahme angewendet wird. Es ist dann oft nicht zu vermeiden, daß genullte Gerätegehäuse mit geerdeten Masseteilen der Fernmeldeanlage Kontakt haben. Da auch der Nulleiter der Stromversorgung geerdet sein muß (entweder innerhalb oder außerhalb der Anlage), kann dann an diesen Stellen ein Teil des Nulleiterstromes auf das Erdleitungsnetz der Fernmeldeanlage übertreten und über dieses nach Erde zum Stromerzeuger (Transformator oder E-Werk) zurückfließen. Solche 50-Hz-Ströme — und deren Oberwellen — können dann in der Größe von 50 mA auf die beidseitig geerdeten Schirme der Amtsverdrahtungsleitungen gelangen und die Rundfunk- und besonders aber die Videosysteme beeinflussen.

Stromlose Nullung als Maßnahme gegen Schirmströme

Die von der eigenen Hausinstallation stammenden technischen Wechselströme auf dem Erdleitungssystem der Fernmeldeanlage können dadurch vermieden werden, daß man zur Stromversorgung einen eigenen Transformator benutzt und als Schutzmaßnahme statt der Nullung eine stromlose Nullung über Schutzleiter anwendet.

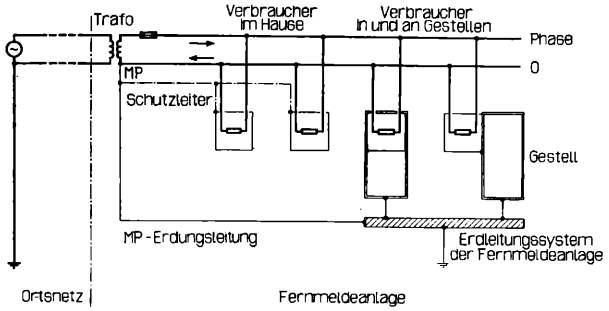


Bild 2. Prinzip der stromlosen Nullung über Schutzleiter
MP Mittelpunkt des Dreiphasen-Transformators

Bild 2 zeigt das Prinzip dieser Schutzmaßnahme. Die Schutzleiter werden in der Installation mitverlegt und sind mit dem Mittelpunkt des Tranformators verbunden. An dieser einen Stelle wird auch der Mittelpunkt des Dreiphasen-Transformators (MP) an das Erdlei-

tungssystem der Fernmeldeanlage angeschlossen. Es kann deshalb auch dieses zur stromlosen Nullung herangezogen werden, weil bei Masseschluß die Sicherung über die Verbindungen zum Mittelpunkt des Transformators auslöst. Der stromführende Nulleiter wird streng isoliert verlegt und darf außer der Erdung am Mittelpunkt des Transformators keine weitere Verbindung zu geerdeten Masseteilen aufweisen.

Alle Gerätegehäuse, die nicht bereits durch den Anschluß an die Betriebserde geschützt sind, werden dann an den Schutzleiter angeschlossen. Das gleiche gilt für den Schutzkontakt der Steckdosen. Auf diese Weise wird eine Nullung im Sinne der VDE-Vorschriften erreicht, bei der aber die an den stromlosen Schutzleiter gelegten Masseteile das gleiche Potential wie die Flächenerdung der technischen Einrichtungen besitzen, weil keine Ströme auf beiden fließen.

Es sind aber auch zwischen den Erdern Potentialdifferenzen vorhanden. Auf den Mänteln der Fernmeldekabel und auf metallischen Rohrleitungen fließen stets 50-Hz- bzw. 16⅔-Hz-Ströme, die einerseits von genullten Ortsnetzen herrühren, andererseits durch Induktion von benachbarten Bahnlinien verursacht werden. Beim Zusammenschluß der Erder treten dann Ausgleichströme zwischen diesen auf, die erfahrungsgemäß einige Ampere betragen können. Da die Hochfrequenzkabel bis an die Fernmeldeeinrichtungen herangeführt und ihre Mäntel mit den Gehäusen verbunden sind, können somit die Ausgleichströme in das Erdleitungssystem der Fernmeldeanlage gelangen. Dadurch ist auch eine störende Beeinflussung der beidseitig geerdeten Rundfunk- und besonders der Videoleitungen möglich.

Um diese Ströme soweit wie möglich herabzusetzen, muß eine Möglichkeit geschaffen werden, daß sich die Potentialdifferenzen zwischen den Erdern (worunter auch die Kabelmäntel zu rechnen sind) bereits in dieser Ebene ausgleichen können (Prinzip der „Drainage"). Man erreicht dies am zweckmäßigsten, wenn sämtliche als Erder wirksamen Metallteile über eine Erdungsringleitung mit geringem Widerstand zusammengeschlossen werden *).

Die Erdungsringleitung

Bild 3 zeigt das Prinzip einer Erdungsringleitung. Diese wird vorzugsweise im Keller des Gebäudes verlegt. Mit ihr werden alle als Erder wirkenden Metallteile, wie Kabelmäntel, Wasserrohre, Gasrohre und metallische Abflußrohre sowie auch das Moniereisengerüst des Gebäudes (dieses an möglichst vielen Stellen) und das Zentralheizungsrohrsystem verbunden. Die Erdungsringleitung bildet somit das Nullpotential der Fernmeldeanlage. An sie werden alle Betriebserdungsleitungen der technischen Einrichtungen (BE) und auch der Mittelpunkt des Transformators der Starkstromversorgung (MP) angeschlossen. Der geschlossene Ring hat auch den Vorteil, daß der für die Ausgleichströme wirksame Scheinwiderstand auf den halben Wert einer einfachen Verbindungsleitung herabgesetzt wird.

Durch den Anschluß aller Kabelmäntel wird außerdem ein sehr niedriger Erdungswiderstand erreicht, weil die Kabelmäntel als lange Banderder wirksam sind. Diese

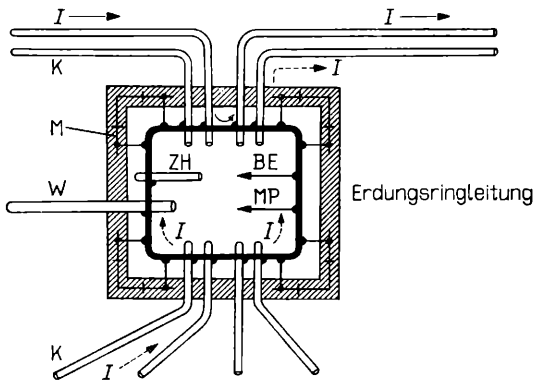


Bild 3. Zusammenschluß der Kabelmäntel (K), der Wasser- (bzw. Gas-) rohre (W), der Moniereisen (M), sowie der Zentralheizungsrohre (ZH), der Betriebserdungsleitungen (BE) und des Mittelpunktes des Transformators (MP) über die Erdungsringleitung. I = Kabelmantelströme

besitzen im Vergleich zu Rohr- und Plattenerdern bei gleichem Materialaufwand den geringsten Erdungswiderstand. Außerdem bietet ein langer Banderder den Vorteil, daß sich sein Erdungswiderstand nur mit der Wurzel aus der Bodenleitfähigkeit ändert, während der Erdungswiderstand eines Rohr- oder Plattenerders proportional von der Bodenleitfähigkeit abhängig ist. Aus diesen Gründen kann in Zukunft ein besonderer Rohr- oder Plattenerder für Fernmeldeanlagen entfallen. Nur bei extrem ungünstigen Bodenverhältnissen (z. B. andauernder Frost) kann das Eingraben eines sehr tiefen Rohrerders notwendig sein, der dann auch an die Erdungsringleitung angeschlossen wird.

Wenn Kabel gruppenweise eingeführt werden, so müssen deren Mäntel samt Bewehrung an der Einführungsstelle mit einem Sammelverbinder gut leitend zusammengeschlossen werden. Auf diese Weise wird ein großer Teil der Kabelmantelströme (I) noch vor der Fernmeldeanlage im Sinne des „Drainage"-Prinzips nach anderen Richtungen weitergeleitet. Diese Ströme fließen dann gewissermaßen „am Gebäude vorbei". Dieser Kabelsammelverbinder wird an die Erdungsringleitung angeschlossen.

Wenn Fernkabel in der Nähe von starken Rundfunksendern verlegt werden, treten auch Hochfrequenzströme auf den Mänteln auf, die Stromstärken bis zu 0,1 A erreichen können. In diesem Fall muß durch einen Kabelsammelverbinder, der dann zweckmäßig als Platte ausgebildet wird, ein Nebenschluß mit so gutem Leitwert geschaffen werden, daß nur noch ein sehr geringer Teil dieser Ströme in das Erdleitungssystem eindringt. Meist wird dann auch eine Schirmung der Fernmeldeanlage nötig sein, wobei die Platte mit dem Schirmkäfig gut leitend verbunden wird.

Durch den mehrfachen Anschluß des Moniereisengerüstes an die Erdungsringleitung können die Potentialdifferenzen zwischen entfernten Erdungspunkten innerhalb der Fernmeldeanlage um etwa eine Größenordnung verringert werden. Unabhängig davon muß der Querschnitt der Erdungsringleitung so groß gewählt werden, daß ihr ohmscher Widerstand keinesfalls größer als der induktive Scheinwiderstand ist. Der günstigste Querschnitt liegt dabei für Kupferleitungen bei 120 mm² für 16⅔ Hz und 50 mm² für 50 Hz.

Wenn für die Fernmeldeanlage ein eigener Hochspannungstransformator vorhanden ist, muß eine Hochspannungsschutzerde vorhanden sein. Diese sollte mit

*) Vgl. Aufsatz *Schulz-Vogl:* Beeinflussung von Fernmeldeanlagen durch techn. Wechselstrom. ETZ Ausg. B, Band 11, Heft 5, Seite 222 u. 223.

der Erdungsringleitung verbunden werden (vgl. VDE 0141 § 25 b und c betr. Zusammenschluß von Schutz- und Betriebserdungen bei Umspannanlagen mit Eigenbedarfsanlagen für Nennspannungen unter 1 kV).

Blitzschutzerdung und Flächenerdung

Im allgemeinen ist die Flächenerdung für den Blitzschutz vorteilhafter als die sternförmige Erdung, da durch die enge Vermaschung aller leitenden Teile die Potentialdifferenzen herabgesetzt werden und somit auch die Überschlagsgefahr innerhalb der Fernmeldeanlage bei Blitzschlägen vermieden wird. Dies gewinnt besondere Bedeutung bei den technischen Einrichtungen von Funktürmen (Prinzip des *Faraday*schen Käfigs).

Wenn für das Fernmeldegebäude eine Blitzschutzanlage vorgesehen ist, so muß deren Erdungsanlage grundsätzlich ohne Berücksichtigung des niedrigen Erdungswiderstandes der Fernmeldeanlage entworfen werden. In der Praxis ist der Erdungswiderstand einer Fernmeldeanlage mit Erdungsringleitung stets wesentlich kleiner als der der Blitzschutzanlage. Da bei Blitzschlägen mit Stromstärken bis zu 100 kA gerechnet werden muß, können wegen des Spannungsabfalls am Blitzschutzerder hohe Potentialdifferenzen zwischen den beiden Erdungsanlagen auftreten. Nun ist aber eine konsequente überschlagssichere Trennung der Erdungssysteme innerhalb des Gebäudes praktisch kaum durchführbar, so daß dann Überschlagsgefahr zu den technischen Einrichtungen besteht. Es ist deshalb zweckmäßig, die Blitzschutzerdung mit der Erdungsringleitung an möglichst zahlreichen Stellen zu verbinden.

(Auf Grund ähnlicher Überlegungen geht man auch bei Kraftwerken mit starrer Nullpunktserdung zunehmend dazu über, alle Erdungssysteme miteinander zu verbinden und ein flächenhaftes Erdungsnetz zu schaffen, um im Kurzschlußfall eine größere Sicherheit für das Personal zu erreichen.)

Bei größeren Gebäuden wird als Blitzschutzerder meist ein Bandeisenring um das Gebäude gelegt. Dieser wird an mehreren Stellen über Stichleitungen mit der Erdungsringleitung verbunden. Bei Funktürmen faßt man die strahlenförmig ausgelegten Bandeisenerder außerhalb des Turmes über eine Ringleitung zusammen und legt von dieser ebenfalls Stichleitungen zur Erdungsringleitung im Innern des Turmes. Der Zusammenschluß von Blitzschutzerdung und Erdungsringleitung ist in Bild 4 prinzipiell dargestellt.

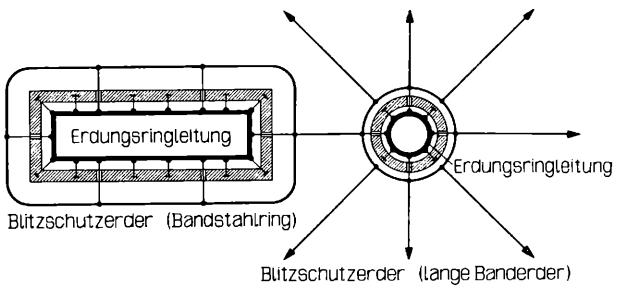


Bild 4. Zusammenschluß von Blitzschutzerdung und Erdungsringleitung
a) Normal hohes Gebäude
b) Sehr hohes Gebäude (Funkturm)

In dieser gemeinsamen Erdungsanlage werden die Blitzströme zum größten Teil über diejenigen Erder abfließen, welche den kleinsten Erdungswiderstand aufweisen. Dies sind aber die Kabelmäntel der Fernmeldeanlage, bei denen innere Überschläge durch zu hohe auflaufende Längsspannungen auftreten können. In Gebieten mit guter und mittlerer Bodenleitfähigkeit besteht diese Gefährdung jedoch kaum, wenn an jeder Muffenstelle alle Flachdrähte der Bewehrung durchverbunden und an den Bleimantel angeschlossen werden. Bei schlechter Bodenleitfähigkeit und bei besonders exponierten Gebäuden müssen zusätzliche Banderder zur Entlastung der Kabel ausgelegt oder spezialarmierte Kabel verlegt werden.

In Städten besteht auch für unbewehrte Bleikabel keine Gefahr, da durch das in Erde vorhandene Netzwerk von Rohrleitungen, Kabeln und Straßenbahnschienen ein Potentialausgleich geschaffen wird. Die wirksame Bodenleitfähigkeit beträgt dann nur 10^{-2} bis 10^{-3} S/cm.

Gleichstromfluß bei Flächenerdung

Bei Fernmeldeanlagen mit Batteriebetrieb ist zu berücksichtigen, daß über Betriebserdungsleitungen der Batterierückstrom fließt. Beim Zusammenschluß von Betriebs- und Sicherheitserde wird auch ein Teil des Batterierückstromes über die Metallkonstruktion und die beidseitig geerdeten Leitungsschirme fließen. Dies ist bei koaxialen Übertragungssystemen ohnehin unvermeidbar.

Der Gleichstromfluß über die Metallkonstruktion hat auf den Betrieb der Fernmeldeanlage keinen Einfluß. Eine Korrosionsgefahr für die technischen Einrichtungen ist bei europäischen Klimaverhältnissen nicht vorhanden. Es soll aber — im Sinne der Flächenerdung — eine gut leitende Verbindung aller metallischen Teile angestrebt werden.

Der Gleichstromfluß über die Leitungsschirme bleibt wegen der relativ hohen Schirmwiderstände in zulässigen Grenzen, so daß keine Gefahr einer unzulässigen Erwärmung der Leitungen besteht.

Da auch Kabelendgestelle durch den Anschluß an Betriebserde auf Potential kommen, werden Gleichströme über die Kabelmäntel und über deren Anschluß an die Erdungsringleitung zum geerdeten Pol der Stromversorgung fließen. Auch dieser Zustand ist durch die Einführung der koaxialen Leitungen unvermeidbar geworden. In diesem Fall ist der hohe Leitwert der Erdungsringleitung als Nebenschluß zum Schutze der Kabel wirksam, da sonst diese Gleichströme in voller Stärke ins Erdreich übertreten und über andere Erder der Fernmeldeanlage wieder zum geerdeten Pol der Stromversorgung zurückfließen können. In bezug auf amtseigene Gleichströme wird damit die Korrosionsgefahr für die Bleikabel durch deren Anschluß an die Erdungsringleitung herabgesetzt.

Schlußfolgerung

Ein Vergleich der beiden Erdungssysteme zeigt, daß die Flächenerdung nicht nur technische Vorteile bietet, sondern auch höhere Sicherheit für das Betriebspersonal schafft. Für den Fernmeldebetrieb stellt sie einen Weg dar, hoch- und niederfrequente Störbeeinflussungen der Übertragungssysteme zu verringern, der für alle Fernmeldeanlagen einheitlich angewendet werden kann. Die Sicherheit des Betriebspersonals wird dadurch erhöht, daß sowohl bei Kurzschlüssen als auch bei Blitzschlägen keine gefährlichen Potentialdifferenzen innerhalb der Fernmeldeanlage auftreten können.

Sonderdruck aus FEINWERKTECHNIK Jg. 63, H. 4. 1959

Schaltung zur Messung kleinster elektrischer Ladungen, insbesondere für Geigerzählungen

Von G. Lemm und R. Zaubitzer

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt)

DK 537.721.8

Nachweis und Messung sehr kleiner elektrischer Ladungsmengen mit schaltungstechnisch einfachen Mitteln sind zentrale Aufgaben auf dem Gebiete der Strahlungsmessung. Ob diese mittels einer Ionisationskammer oder durch ein Geigerzählrohr vorgenommen wird, ist dabei von untergeordneter Bedeutung. Auch bei anderen Problemen der physikalischen Meßtechnik bedarf es derartiger Schaltungen. — In den folgenden Ausführungen wird über eine Grundschaltung mit mehreren Varianten berichtet, die sich in der Praxis bewährt hat, mit relativ geringem Aufwand verbunden ist und von angelernten Fachkräften auch im Freien verwendet werden kann. Sie wird für den Anwendungsfall Geigerzähltechnik beschrieben, andere Anwendungen werden am Schluß beispielsweise behandelt.

Präzisierte Aufgabenstellung

Grundsätzlich können extrem kleine Ladungsmengen durch Integration gemessen werden, z. B. durch Aufladung eines Kondensators. Die Entladung dieses Kondensators über einen geeigneten Widerstand kann mittels eines empfindlichen Galvometers gemessen werden. Der Entladestrom stellt ein Maß für die je Zeiteinheit freiwerdende Ladungsmenge und damit im Fall der Geigerzähltechnik für die das Zählrohr treffende Strahlungsintensität dar.

Sind die Primärereignisse, welche zur Bildung der zu messenden Ionen führen, statistisch verteilt, dann ist der Ausschlag des Meßinstrumentes um so größeren Schwankungen unterworfen, je geringer die Häufigkeit der Primärereignisse ist. Dies gilt insbesondere für die Messung kleiner radioaktiver Strahlungsintensitäten in der Geigerzähltechnik. Diese Anzeigeschwankungen erschweren die Ablesung erheblich.

Hier gibt es nun einen Ausweg, der zwar eine etwas größere Meßzeit erfordert, dafür aber mit der Meßzeit ansteigende Genauigkeit liefert: Die Einzelereignisse, d. h. die quantenhaft in statistischer Verteilung erfolgenden Ionisierungsstöße werden als Ladungsimpulse einem Ladekondensator zugeführt. Die Kondensatoraufladung kommt im Prinzip einer Untersetzung der Einzelimpulse gleich. Sie wird in technisch geeigneter Weise dazu benutzt, einen Schrittzähler zu steuern, dessen Impulszahl pro Zeiteinheit ein Maß für die zu messende Strahlungsintensität ist.

Eine solche Schaltung mit einer Meßgenauigkeit von $\pm 1\,\%$ wurde bei uns entwickelt, sie wird in einer Weiterbildung mit zwei Monozellen von 1,5 Volt betrieben.

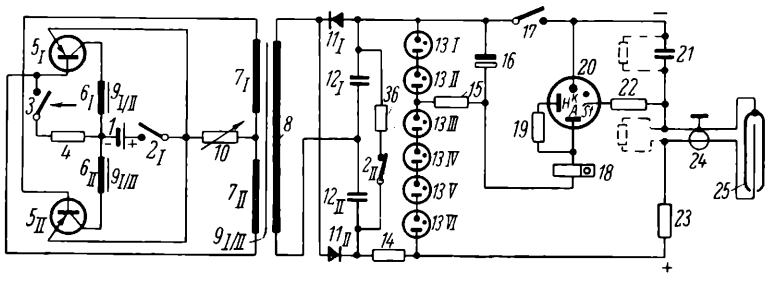


Bild 1. Prinzipschaltbild eines batteriebetriebenen transistorisierten Klein-Geiger-Zählgerätes. Zählrohr 25 ladet Zündkondensator 21 auf. Die Gasentladungs-Stromimpulse des Glimmrelais 20 betätigen den elektromagnetischen Zähler 18. Die Entladungsenergie liefert Kondensator 16.
(Meßschaltung 1)

Meßschaltung 1 nach Bild 1

Bild 1 zeigt die Schaltung im unbetätigten Zustand. Kontakt 2_I ist geöffnet, die Speisebatterie somit abgeschaltet. Schalter 17 für den eigentlichen Meßkreis ist ebenfalls geöffnet. Zur Inbetriebnahme wird zunächst Kontakt 2_I geschlossen und 2_{II} geöffnet. Durch kurzzeitige Betätigung der Taste 3 wird der Schwinger des Gleichspannungswandlers erregt, der die für den Betrieb erforderliche stabilisierte Spannung von etwa 700 V erzeugt. Über diesen Teil der Schaltung und seine Wirkungsweise wurde von dem einen von uns[1]) bereits ausführlich in dieser Zeitschrift berichtet.

Wird nunmehr auch der Schalter 17 geschlossen, dann erhält das Zählrohr 25 die volle Spannung und der an der Zündelektrode *St* des Kaltkathoden-Glimmrelais 20 liegende Kondensator 21 wird durch die Zählrohrimpulse aufgeladen. Der Vorwiderstand 23 dient der Strombegrenzung im Zählrohr, um ein Durchschlagen zu verhindern. Der Zündkondensator 21 wird also von den Zählrohrstromstößen aufgeladen, bis die Starter-Zündspannung U_z des Glimmrelais 20 erreicht ist. Nun wird über den Vorwiderstand 22 und die Starterelektrode *St* die Gasentladung des Glimmrelais eingeleitet. Der Zündkondensator 21 liegt einerseits an der Kathode *K* und andererseits über Vorwiderstand 22 an Starterelektrode *St* des Glimmrelais. Im Anodenkreis des Glimmrelais liegt der elektromagnetische Ankergangzähler 18. Die Entladungsenergie für das Glimmrelais wird dem Ladekondensator 16 entnommen. Dieser Kondensator ist über einen Ladewiderstand 15 mit einem geeignet gewählten Abgriff der Stabilisatorenkette z. B. mit der Anode von 13_{II} verbunden. Nach beendeter Aufladung des Kondensators ist dieser auf etwa 260—270 V aufgeladen. Die Hilfselektrode *H* des Glimmrelais 20 ist über einen Vorwiderstand 19 vorgespannt. Nach erfolgter erster Zündung des Glimmrelais 20 bricht die Spannung am Kondensator 16 auf die Löschspannung der Hauptentladungsstrecke zusammen, ebenso auch die Spannung am Zündkondensator 21 auf einen Restspannungswert U_R. Daraufhin stellt sich am Zählrohr 25 die Arbeitsspannung ein. Während nach dem ersten Einschalten von 17 der Kondensator 21 zwecks Auslösung des ersten Zählimpulses zunächst von seinem spannungslosen Zustand über das Zählrohr auf die Starter-Zündspannung U_z von etwa 145 V aufgeladen werden muß und entsprechend lange Ladezeit benötigt

[1]) *R. Zaubitzer:* Feinwerktechnik **61** (1957) H. 8 S. 276 (Bild 3)

wird, geschieht die Aufladung für die Auslösung des zweiten und der folgenden Zählimpulse in einer wesentlich kürzeren Zeit. Hierbei ist nämlich nur noch die Spannungsdifferenz $U_z - U_R$ von etwa 30 bis 40 V ladungsmäßig zu überwinden, um die sich der Kondensator 21 durch die Auslösung der Glimmrelaiszündung entlädt.

Der aus dieser Darstellung resultierende Verlauf der Betriebsspannung am Zählrohr wird aus Bild 2 ersichtlich. Man erkennt die charakteristische Kennlinie des

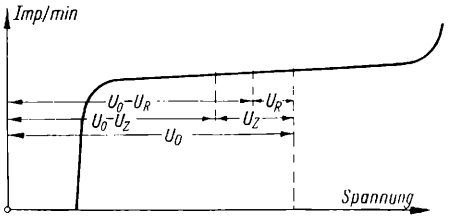


Bild 2. Verlauf der Arbeitsspannung am Zählrohr 25 während des Zählvorganges

Zählrohres mit Plateau, das für gute Zählrohre bei einer Breite von größenordnungsmäßig 250 V eine Steigung von nur einigen Prozent je 100 V zeigen soll. Der Arbeitsbereich des Zählrohres muß innerhalb dieses Plateaus liegen. Die obige Darstellung des Meßvorganges läßt erkennen, daß bei dem ersten Einschalten des Gerätes die Potentialdifferenz U_0 am Zählrohr liegt, während sie später von Zählschritt zu Zählschritt zwischen den Werten $U_0 - U_z$ und $U_0 - U_R$ pendelt.

An das Glimmrelais müssen hohe Ansprüche bezüglich der Konstanz seiner Starterzündspannung gestellt werden. Sie muß von Messung zu Messung nahezu toleranzlos konstant bleiben. Nur unter dieser Bedingung kann die Schaltung die angestrebte Meßgenauigkeit erreichen. Wir verwenden hier das Glimmrelais GR 15.

Meßschaltung 2 nach Bild 3

Bei der einfachen Zählschaltung nach Bild 1 wird eine Stoppuhr benötigt, um das Zählergebnis für eine bestimmte Zeitdauer festzustellen. Um nun einerseits unabhängig von einer Stoppuhr zu sein und andererseits den Zählvorgang automatisch auf eine vorgegebene Meßzeit zu begrenzen, wurde eine Zählschaltung mit elektronischem Zeitschalter entwickelt, welcher den Meßvorgang zeitgerecht abschaltet und so das Zählergebnis festhält. Da hierfür ein zweites Glimmrelais benötigt wird, ist es zweckmäßig, zur Stromversorgung zwei Monozellen von je 1,5 V zu verwenden, um die benötigte höhere Betriebsleistung zu liefern.

Die Arbeitsweise dieser Schaltung gemäß Bild 3 (der Stromversorgerteil ist hier nicht nochmals abgebildet) ist wie folgt:

Inbetriebnahme und Wirkungsweise der Schaltung sind zunächst unverändert gegenüber der Meßschaltung 1. Unter Zwischenschaltung der hochsperrenden Siliziumdiode 26 und des Widerstandes 27 wird zusätzlich aus dem Stromversorgerteil der Kondensator 28 aufgeladen, aus dessen Energie einmal die zeitbestimmende *RC*-Kombination 34, 35 eingespeist und zum anderen die Abschaltung über das Glimmrelais 30 vorgenommen wird.

Der Schalter 17 wird nach Zündung der Stabilisatoren in die Stellung „Start" gebracht und Kontakt 17_I geschlossen. Für den Zeitkreis wird damit gleichzeitig der Kontakt 17_{II} geöffnet und der Kontakt 17_{III} geschlossen.

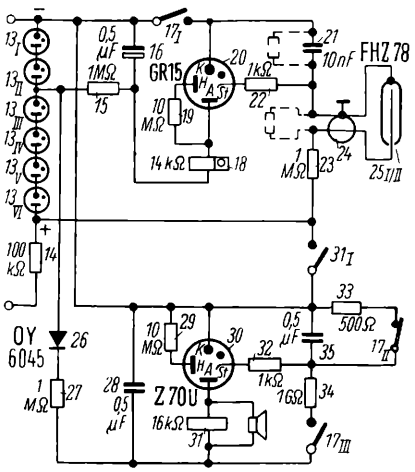


Bild 3. Schaltbild der technischen Ausführung eines Klein-Geiger-Zählgerätes mit elektronischem Zeitschalter (Meßschaltung 2)

Unabhängig davon, ob das Zählrohr angeschlossen ist oder nicht, beginnt der Zeitkreis zu arbeiten. Wenn der Zündkondensator 35 die Starter-Zündspannung erreicht hat, zündet das über die Hilfselektrode *H* vorionisierte Glimmrelais 30. Dabei zieht das elektromagnetische Relais 31 infolge der Entladung des Kondensators 28 über die Anoden-Kathodenstrecke kurzzeitig an. Während dieser Zeit wird sein Arbeitskontakt 31_I betätigt und die Stabilisatorenkette kurzgeschlossen, die sekundäre Belastung des Spannungswandlers im Stromversorgerteil steigt infolgedessen augenblicklich so stark an, daß die Schwingung der Transistoren 5_I und 5_{II} (Bild 1) abreißt. Das Gerät ist damit ausgeschaltet und die am Zähler 18 aufgelaufenen Zählschritte sind ein Maß für die gemessene Strahlungsintensität.

Wenn das Glimmrelais 20 zündet, wird der Kondensator 16, welcher die Zündenergie und die Energie zur Betätigung des elektromagnetischen Relais 18 liefert, auf die Löschspannung des Glimmrelais 20 entladen. Dies hat zur Folge, daß ein kräftiger Ladestrom über Widerstand 15 fließt, welcher größer ist als der Querstrom in den Stabis 13_I und 13_{II}, so daß diese Stabis erlöschen. Jetzt wird Kondensator 16 weiter aufgeladen, und zwar bis zur Höhe der Zündspannung der beiden Stabis 13_I und 13_{II}, welche erheblich über der gemeinsamen Brennspannung liegt. Infolge dieser zwischenzeitlichen Spannungserhöhung erhält das Zählrohr 25 eine überhöhte Spannung und seine Zählrate steigt an. Nach Erreichen der Zündspannung fallen die beiden Stabis momentan auf ihre Brennspannung zurück.

Wie aus der Schaltung Bild 3 ersichtlich, wird über die gleiche Gleichspannung auch die Betriebsspannung für den Zeitkreis abgegriffen. Nach jedem Schalten des Glimmrelais 20 wird also bis zur Aufladung des Kondensators 16 und damit bis zum erneuten Zünden der beiden gelöschten Stabilisatoren 13_I und 13_{II} auch dem Kondensator 28 eine höhere Spannung aufgedrückt. Damit erhöht sich zwischenzeitlich der Ladestrom über Widerstand 34, und die Ladezeit des Kondensators 35 bis zum Erreichen der Zündspannung des Glimmrelais 30 wird entsprechend verkürzt. Somit wird die schnellere zwischenzeitliche Impulsfolge des Zählrohres während der Löschzeit der beiden Stabilisatoren infolge Verkürzung der Meßzeit durch den Zeitschalter kompensiert und ein gleiches Zählergebnis erzielt wie mit einer Stabilisatorenkette, deren Glieder während der Zählung konstant brennen.

Die sich damit ergebende Kompensation kann zum Ausgleich der Betriebsspannungsschwankung an der Speisebatterie eingesetzt werden. Bei frischen Zellen sind die Aufladezeiten des Kondensators 16 kürzer als bei gebrauchten Zellen mit abgesunkener Klemmenspannung, da der durchschnittliche Ladestrom größer ist. Demgemäß ist auch die zwischenzeitliche Ladezeitdauer mit überhöhter Spannung für die Kondensatoren 28 und 35 des Zeitkreises bei frischen Zellen entsprechend kürzer als bei gebrauchten Zellen, d. h. bei frischen Zellen wird eine längere Gesamtladezeit für den Zündkondensator 35 benötigt als bei gebrauchten Zellen. Da die zwischenzeitliche Erhöhung der Arbeitsspannung am Zählrohr bei frischen Zellen ebenfalls zeitverkürzt und die Erzeugung einer zusätzlichen Impulszahl daher geringer ist, kann ein von der Batteriespannung unabhängiges Zählergebnis nur dann erzielt werden, wenn im Falle einer größeren Zellenspannung die Gesamtschaltzeit des Zeitschalters länger ist als bei abgesunkener Zellenspannung. Dies ist aber, wie oben geschildert, der Fall, und durch geeignete Wahl der Widerstände und Kondensatoren kann leicht eine völlige Kompensation erzielt werden, d. h. die Zählraten sind dann bei schwankender Zellenspannung konstant, da die Meßzeiten sich anpassen.

Im Bild 4 ist die Zählrate n als Funktion der Meßzeitdauer t aufgetragen, als Parameter sind die 3 Zellenspannungen 2,5; 2,2 und 1,5 V gewählt. Die Zählrate $n = 152$ ist konstant, obwohl die Meßdauer zwischen 294 und 282 Sekunden schwankt.

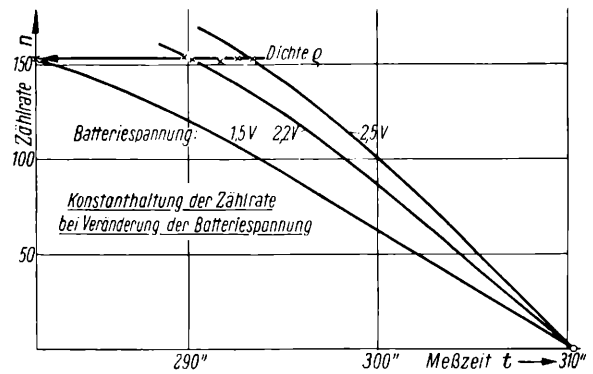


Bild 4. Zählrate als Funktion der Meßzeitdauer für Batterie-Betriebsspannungen von 1,5; 2,2 und 2,5 Volt

Meßschaltung 3 nach Bild 5

Die Meßschaltung 3 nach Bild 5 ist dadurch gekennzeichnet, daß ein einstellbarer Anteil des Nutzsignales unterdrückt werden kann. Bei Anwendung dieser Schaltung für die Geiger-Zähltechnik kommt dafür insbesondere der sogenannte 0-Effekt in Frage, das ist der durch Umgebungs- und Höhenstrahlung im Zählrohr verursachte Effekt. Er führt infolge langsamer Aufladung des Zündkondensators 21 zu Zündungen des Glimmrelais 45 und zu entsprechenden Spannungsabfällen an dem zugehörigen Kathodenwiderstand 44. Die Entladungsenergie für das Glimmrelais 45 wird dem Kondensator 42 entnommen, der über Widerstand 37 geladen wird. Der Widerstand von 37 ist so gewählt, daß nach Entladung des Kondensators 42 über die Hauptentladungsstrecke des Glimmrelais 45 dieses löscht. Ebenso wie bei dem Glimmrelais 20 in Bild 1 und 3 entstehen beim Durchzünden nur kurzzeitige Stromimpulse in der Hauptentladungsstrecke, dann erfolgt automatisch Löschung. Die infolge des Impulsstromes kurzzeitig auftretenden Spannungsabfälle am Kathodenwiderstand 44 werden über den veränderlichen Widerstand 41 und die Diode 40 dem Zündkondensator 39 zugeleitet, dessen Ableitung durch den einstellbaren Widerstand 38 so eingestellt werden kann, daß erst ab einer gewissen Impulsfolge im Zählrohr solche Spannungen am Zündkondensator 39 entstehen, daß es zur Zündung des Glimmrelais 20 kommt. Hierbei treten dann, wie bereits für die Zählschaltung nach Bild 1 beschrieben, kurzzeitige Entladeimpulse auf, die aus dem Kondensator 16 gespeist werden und den elektromagnetischen Zähler 18 betätigen.

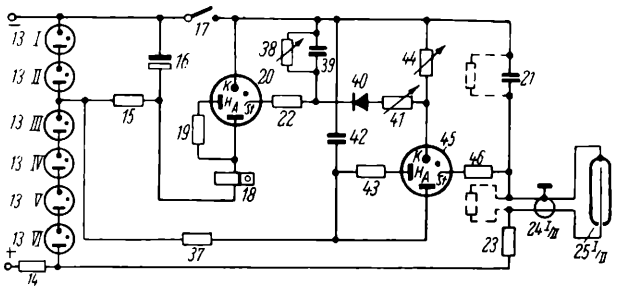


Bild 5. Prinzipschaltbild zur Unterdrückung der Anzeige des „0-Effektes"
(Meßschaltung 3)

Es ist also möglich, die Schaltung so einzustellen, daß z. B. die durch den 0-Effekt des Zählrohres bewirkten Impulse nicht ausreichen, um die Zündbedingungen für das Glimmrelais 20 zu erfüllen, der Zähler 18 wird also durch den 0-Effekt nicht betätigt.

Die im Bild 5 gezeigte 0-Effekt-Unterdrückung könnte theoretisch auch dadurch erreicht werden, daß man parallel zu dem in Bild 1, 3 und 5 gestrichelt gezeichneten natürlichen Ableitwiderstand des Zündkondensators 21 einen zweiten veränderbaren Widerstand schaltet und dessen Einstellung so vornimmt, daß die Zündspannung des Glimmrelais durch den 0-Effekt nie erreicht wird. Dem steht jedoch entgegen, daß dieser Widerstand von der Größenordnung 1000 Megohm (1 G-Ohm) sein müßte. Derartige veränderbare Widerstände kleiner Baugrößen sind jedoch nicht handelsüblich, außerdem liegen die Isolationswiderstände der Schaltung bereits in dieser Größenordnung. Die Zählschaltung nach Bild 5 umgeht diese Schwierigkeiten dadurch, daß infolge der größeren Ladeenergie des Zündkondensators 39 (die Ladeenergie des Zündkondensators 21 ist geringer!) ein veränderbarer Ableitwiderstand 38 mit einem kleineren technisch üblichen Widerstandswert (100 bis 500 kOhm) gewählt werden kann.

Praktische Ausführung von Meßgeräten

Als Beispiel für ein technisches Zählgerät nach den oben skizzierten Schaltungen zeigt Bild 6 die mit zwei Monozellen bestückte Meßschaltung 2 mit eingebautem elektronischen Zeitschalter. Links ist das Glimmrelais 20 (GR 15) zur Impulsbetätigung des elektromagnetischen Zählers 18 zu erkennen. Rechts zwischen der Stabilisatorkette und den beiden MP-Kondensatoren 28 und 35 liegt das Zwerg-Glimmrelais 30 (Z 70 U), darüber das Abschaltrelais 31. Auf der Unterseite des Gehäuses ist eine Gewindebohrung zu erkennen, mittels der das Gerät auf einem Photostativ befestigt werden kann.

Bild 7 zeigt das geschlossene Gerät von oben. Links erkennt man den Schalter 2, ganz rechts den Schalter 17 jeweils mit den beiden gekennzeichneten Schaltstellun-

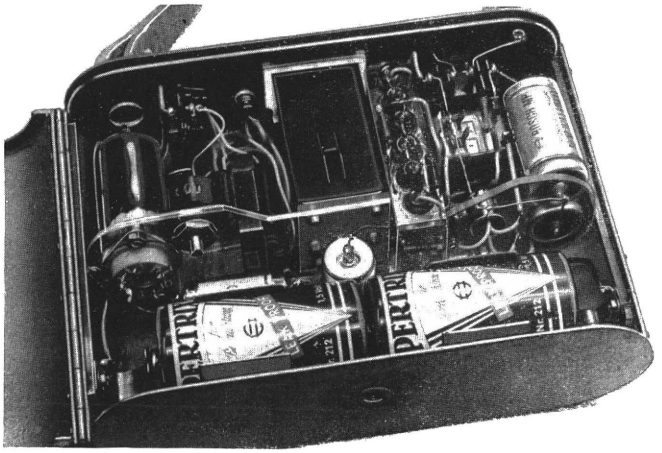


Bild 6. Innenansicht der mit zwei Monozellen bestückten Meßapparatur nach Bild 3
(Meßschaltung 2)
Maße 163 × 128 × 50 mm. Gewicht einschließlich Batterien 1100 g.

gen. Der dreistellige elektromagnetische Ankergangzähler 18 mit Rückstellknopf befindet sich in der Mitte. Unmittelbar links neben dem Zähler ist die Taste 3 angebracht, rechts daneben befindet sich eine kleine Öffnung

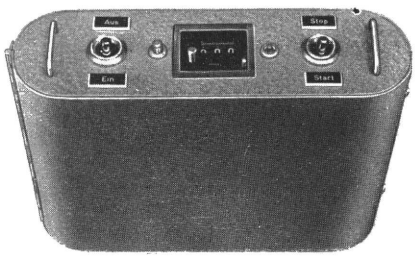


Bild 7. Ansicht des geschlossenen Gerätes von oben

mit Plexiglasfenster, durch die der Zündzustand der Stabilisatoren beobachtet werden kann. Das Gewicht dieses Gerätes liegt bei 1100 g einschließlich der Monozellen. Die Abmaße sind 163 × 128 × 50 mm. Bei einer anderen Ausführungsform liegt parallel zum Schaltrelais 31 ein kleiner elektroakustischer Wandler, der den Ablauf der Zeitschaltung durch ein Knacken erkennen läßt. (Bild 3).

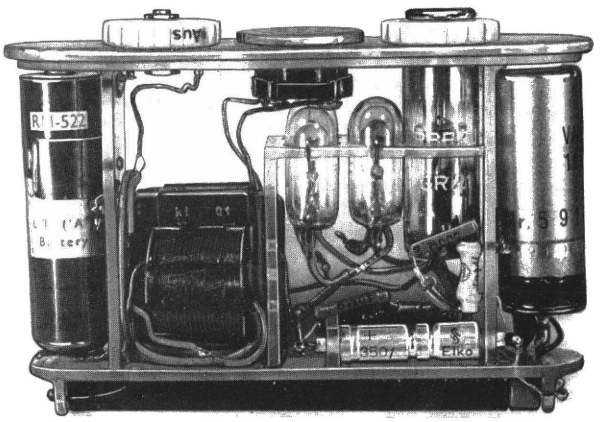


Bild 8. Seitenansicht eines kleinen Warngerätes bei abgenommenem Gehäuse. Schaltung gemäß Bild 1
(Meßschaltung 1)
Der Zähler 18 ist durch einen kleinen Lautsprecher ersetzt. Die Zündungen des Glimmrelais 20 sind gut erkennbar (Type GR 21). Die akustischen Impulse besitzen Zimmerlautstärke. Maße 100 × 70 × 24 mm. Gewicht einschließlich der Batterie 166 g

Schließlich zeigt Bild 8 noch die Seitenansicht einer vereinfachten Ausführung nach Bild 1 als reines Warngerät bei abgenommenem Gehäuse. Das Zählrohr (rechts im Bild) ist in das Gerät eingebaut, der Zähler durch einen kleinen Lautsprecher ersetzt. Die Zündungen des Glimmrelais 20 sind außerdem optisch erkennbar, aus diesem Grund wird bei diesem Gerät eine Type (GR 21) verwendet, bei welcher der Zustand besonders gut von außen zu erkennen ist, das Gesamtgewicht dieses Gerätes einschließlich Batterie beträgt nur 166 g, die Abmaße sind 100 × 70 × 24 mm. Bild 9 zeigt eine Draufsicht.

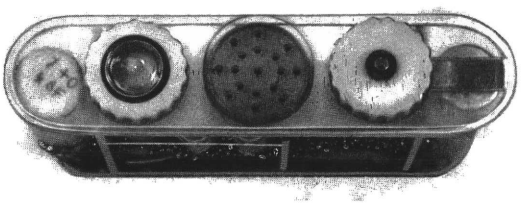


Bild 9. Ansicht des Gerätes von oben

Alle Schaltbilder ohne Gewähr betreffs Patentverletzungen!

Anwendungsbeispiele

1. Messungen mit Geigerzählrohren können mittels der beschriebenen Schaltungen auf verschiedenen Anwendungsgebieten durchgeführt werden. Umfangreiche Erfahrungen konnten z. B. mit den Meßschaltungen 1 und 2 bei der Bestimmung der Erdbodendichte im Kabelbau gesammelt werden, über die an anderer Stelle[2]) bereits ausführlich berichtet worden ist. Die Genauigkeit der Bestimmung der physikalischen Dichte als maßgebender Bestimmungsgröße für die Bodenfestigkeit ist inzwischen auf 1 % des Dichtewertes gebracht worden.

Einzelheiten zu dieser Meßtechnik werden zweckmäßig der genannten Veröffentlichung entnommen.

2. Das Zählrohr stellt einen durch die Einwirkung ionisierender Strahlen beeinflußbaren hochohmigen Widerstand dar, dementsprechend können die beschriebenen Schaltungen zur Bestimmung extrem hochohmiger Widerstände verwendet werden, wobei die in der Zeiteinheit (Schaltung 1) bzw. in der schaltungsmäßig vorgegebenen Zeit (Schaltung 2) aufgelaufenen Zählschritte ein Maß für den elektrischen Leitwert sind.

3. Auf eine solche Widerstandsmessung zurückzuführen ist z. B. die Luftfeuchtigkeitsbestimmung mittels eines hygroskopischen Fadens, dessen elektrischer Widerstand als Maß für den Feuchtegehalt gemessen werden kann. Dies konnte durch orientierende Versuche mit einem Hanffaden bestätigt werden.

4. Der Leitwert eines Thernewid-Widerstandes kann als Temperaturmaß in analoger Weise ermittelt werden.

5. Für die Messung ionisierender Strahlen können strahlungsabhängige Halbleiterwiderstände wie Cadmiumsulfid- oder Cadmiumselenidzellen in den beschriebenen Schaltungen verwendet werden. Dasselbe gilt für die Messung von Licht- oder Infrarotstrahlung, z. B. durch Bleisulfidwiderstände.

---

[2]) *E. Doldinger* und *W. Reusse:* NTZ **11** (1958) H. 9 S. 482

Meßgenauigkeit

Zunächst möge die Meßgenauigkeit bei der Durchführung von Geigerzählungen kurz erörtert werden: Voraussetzung für die Wirkungsweise der Schaltungen ist die, daß im Mittel die je Entladungsstoß vom Zählrohr dem Zündkondensator zugeführte Ladungsmenge konstant ist. Das dies zutrifft, konnte durch Messungen bestätigt werden.

Die vom Zündkondensator 21 in der Meß-Zeiteinheit T_M gespeicherte Ladungsmenge $a \cdot \Delta Q$ ist somit proportional der Zahl N, welche die Anzahl der Entladungsstöße angibt. Nach den Gesetzen der Statistik weicht N von dem idealen Mittelwert N_0, welcher sich aus sehr vielen Einzelmessungen ergibt, mehr oder weniger ab, höchstens jedoch gemäß der Beziehung

$$N = N_0 \cdot \left(1 \pm \frac{1}{\sqrt{N_0}}\right);$$

Der maximal mögliche absolute Fehler ist demnach $\sqrt{N_0}$, der prozentuale Fehler hat die Grenzen $\pm \frac{1}{\sqrt{N_0}}$. Treten z. B. 10000 Entladungsstöße im Zählrohr auf, dann beträgt der maximale Absolutfehler 100 und der prozentuale Fehler hat die Grenzen $\pm$ 1 %.

Die entsprechende Anzahl von Zählschritten des elektromagnetischen Zählers 18 ist natürlich kleiner als die Impulszahl N des Zählrohres, und zwar deswegen, weil etwa 65 Zählrohrentladungen erforderlich sind, um den Zündkondensator 21 von der Lösch- bis zur Zündspannung des Glimmrelais 20 aufzuladen. Zu dem prozentualen statistischen Fehler $\pm \frac{1}{\sqrt{N_0}}$ des Zählrohres, in unserem Fall $\pm$ 1 %, kommt infolge der Impulsuntersetzung durch die Aufladung des Zündkondensators 21 noch derjenige Fehler hinzu, welcher dadurch entsteht, daß nach dem letzten Zählschritt vor der Abschaltung durch den elektronischen Zeitkreis noch weitere Zählrohr-Ladungsimpulse auflaufen können, die zur Auslösung einer Glimmrelais-Entladung nicht mehr ausreichen. Wären, als Beispiel, 50 Zählrohrimpulse erforderlich, um die Zündung zu bewirken, dann können im ungünstigsten Fall 49 Zählrohrimpulse für die Zählanzeige verlorengehen, d. h. praktisch ein Zählschritt des elektromagnetischen Zählers 18. Dieses bedeutet bei 10000 Zählrohrimpulsen für den gesamten Meßvorgang einen Anzeigefehler von $-0{,}5$ %. Um diesen zusätzlichen Fehler so klein wie möglich zu halten, wird man zweckmäßig den Zündkondensator 21 nicht größer wählen, als bei maximal zu erwartender Strahlungsintensität im Interesse der höchstzulässigen Zählfrequenz des Zählers 18 unerläßlich ist. Bei unseren Geräten haben wir den Zündkondensator mit 10 nF so dimensioniert, daß die Zählrohrimpulszahl um den Faktor 65 untersetzt wird, wodurch ein zusätzlicher Fehler von höchstens $-0{,}65$ % entstehen kann.

Bei Messung von Widerständen mit den beschriebenen Schaltungen ergibt sich folgendes Bild: Bei einer Betriebsspannung U_0 von 715 Volt und einer angenommenen Restspannung U_R von 115 V am Zündkondensator (10^{-8} Farad) würde ein Hochohm-Widerstand von $2 \cdot 10^9$ Ohm den Kondensator 21 etwa innerhalb 1 Sekunde von 115 auf 145 V aufladen, d. h. es käme zu einer Zählfolge mit etwa einer Sekunde Folgezeit. Der Ladestrom beträgt dabei 0,3 μA. Bei Verkleinerung des Zündkondensators auf 100 pF würde ein Widerstand von $2 \cdot 10^{11}$ Ohm die gleiche Impulsfolgezeit bei einem Ladestrom von nur $3 \cdot 10^{-3}$ μA ergeben. Jedoch treten dann bereits unkontrollierbare Isolationsstörungen des Meßaufbaues in Erscheinung.

Die Überlegung zeigt, daß Hochohm- oder Isolationswiderstände bis 10^4 Megohm auf jeden Fall mit den beschriebenen Zählgeräten bestimmt werden können.

Wenn $U_z - U_R$ klein ist gegenüber der Betriebsspannung U_0 (im vorliegenden Fall 30 V gegenüber 715 V), ergibt sich der Widerstand Rx eines Prüflings angenähert zu

$$R_x \approx \frac{T_M}{a} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{U_0 - \left(\frac{U_z + U_R}{2}\right)}{U_z - U_R};$$

wenn $U_0 \gg U_z$ gewählt ist,

wobei T_M = Meßzeit in Sekunden,
a = Anzahl der Zählschritte
$T_F = \frac{T_M}{a}$ = Folgezeit der Zählschritte
U_0 = Betriebsspannung in Volt
U_z = Starter-Zündspannung in Volt
U_R = Restspannung am Zündkondensator in Volt
C = Kapazität des Zündkondensators
$\Delta Q = C \cdot (U_z - U_R)$
bedeuten.

Setzt man den Kapazitätswert für C in Farad ein, erhält man den Widerstand R_x in Ohm, wenn der Wert für C jedoch in μF eingesetzt wird, erhält man R_x in Megohm. Durch Auszählung der Größe a ist es also möglich, hochohmige Widerstände zu berechnen, wenn die übrigen Größen in der Formel bekannt sind.

Alle gezeigten und beschriebenen Aufbauten und Schaltbilder sind ohne Gewähr bezüglich Patentverletzungen.

Beim Aufbau von Zählgeräten der beschriebenen Art sind infolge der verwendeten hohen Betriebsspannungen die entsprechenden VDE-Vorschriften unbedingt zu beachten. Die Geräte müssen berührungsschutzsicher sein. Es empfiehlt sich, die kritischen Ladekondensatoren im ausgeschalteten Gerät über Widerstände zu entladen. In Bild 1 wird dieses schematisch gezeigt. Die Ladekondensatoren 12_I und 12_{II} werden über den Widerstand 36 (1 kOhm) und den Schalterkontakt 2_{II} entladen, wenn das Gerät ausgeschaltet ist.

Beim Umgang mit radioaktiven Präparaten müssen diesbezügliche Vorschriften beachtet werden.

Funkbeobachtungen der künstlichen Erdsatelliten des Jahres 1958 bei der DBP

HORST WIDDRA, DARMSTADT

Sonderdruck aus „Fernmelde-Praxis" Heft 2, Band 36/1959

FACHVERLAG SCHIELE & SCHÖN GMBH · BERLIN SW 61
MARKGRAFENSTRASSE 11

HORST WIDDRA
DARMSTADT

Funkbeobachtungen der künstlichen Erdsatelliten des Jahres 1958 bei der DBP

DK 621.396.946

Auf die ersten beiden künstlichen Erdsatelliten, die Ende des Jahres 1957 von der UdSSR aus gestartet worden sind, folgte 1958 eine Reihe weiterer künstlicher Erdtrabanten. In der breiten Öffentlichkeit ist die anfängliche sensationelle Anteilnahme an ihnen abgeklungen; die wissenschaftliche Bedeutung der um die Erde kreisenden Flugkörper aber ist unverändert geblieben. Daher wird der Beobachtung ihrer Funksignale auch von der Deutschen Bundespost Aufmerksamkeit gewidmet, wobei aus vernünftigen wirtschaftlichen Erwägungen heraus jedoch nur noch d i e Beobachtungen vorgenommen werden, deren wissenschaftliche Auswertung sofort oder zu einem späteren Zeitpunkt möglich oder wahrscheinlich ist. In den ersten Monaten des „Sputnik-Fiebers" haben sich zahlreiche Institute, Funkamateure und auch interessierte Privatleute an den Beobachtungen beteiligt. Dabei versuchte zunächst jede Beobachtungsstelle, alle nur möglichen Daten zu erfassen, zu sammeln und zu registrieren. Infolgedessen hat sich inzwischen ein so umfangreiches Beobachtungsmaterial angesammelt, daß es vermutlich nie ganz wird ausgewertet werden können.

Eine Übersicht über das, was sich in der Bundesrepublik bis Anfang 1958 an Beobachtungsmaterial angesammelt hatte, ergab sich bei einer gemeinsamen Tagung des Deutschen URSI-Landesausschusses, der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre und der Fachgruppe Wellenausbreitung der NTG in Klein-Heubach Anfang April 1958. In einer Besprechung des Arbeitskreises „Satelliten" dieser Tagung wurde beschlossen:

a) Alle bisher an Satelliten gemachten optischen, Radar- und Radiobeobachtungen werden von den messenden Instituten katalogisiert. Eine Übersicht über das vorhandene Material wird bei dem Sekretariat der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre geschaffen.

b) Eine zentrale Auswertung aller Meßwerte ist zur Zeit nicht geplant. Die einzelnen Institute versuchen, soweit Interesse vorhanden, zumindest eine Vorauswertung der Messungen selbst durchzuführen.

c) Nur die über Europa fliegenden Satelliten kommen für eine sinnvolle Auswertung in der Bundesrepublik in Betracht. Bei ihnen lassen sich aus Radiobeobachtungen einwandfreie Bahndaten ge-

winnen. Da diese Bahndaten grundlegende Voraussetzung für alle anderen Auswertungen sind, erklärt sich die Universitätssternwarte Bonn bereit, die Bahnberechnungen aus Dopplereffekt-Messungen für diese Satelliten vorzunehmen. Der Funkkontroll-Meßdienst der Deutschen Bundespost wird sich an diesen Messungen beteiligen.

Die erechneten Bahndaten werden auf Anforderung über das Zentralbüro des Funkkontroll-Meßdienstes an die beteiligten Institute verteilt.

d) Die weiteren Meßergebnisse sollen bei den einzelnen Instituten bleiben und beim Sekretariat der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre katalogisiert werden.

Einer der wesentlichsten der angeführten Beschlüsse war die Beschränkung der Beobachtungen auf d i e Satelliten, die Europa überfliegen. Hiernach wird seither auch bei der DBP verfahren.

Aus der Spalte 5 der Zusammenstellung (Bild 1) ist zu entnehmen, welche der Satelliten in der Bundesrepublik jetzt noch regelmäßig beobachtet werden. Es sind die Satelliten, deren Bahnen gegen den Äquator einen Winkel $\leqq 50^\circ$ bilden.

Während über die Beobachtung der Satelliten 1957 Alpha (Sputnik I) und 1957 Beta (Sputnik II) von verschiedenen Seiten bereits ausführlich berichtet worden ist (siehe Schrifttumsverzeichnis), liegen unseres Wissens keine zusammenfassenden Berichte über die Funkbeobachtungen der im Jahre 1958 gestarteten Satelliten vor.

Wie sich aus Bild 2 erkennen läßt, kreisen bzw. kreisten die ersten drei Satelliten des Jahres 1958, Explorer I (1958 Alpha), Vanguard I (1958 Beta) und Explorer III (1958 Gamma) auf Bahnen mit einer Neigung von rund 34° gegen den Äquator. Sie erreichen ihre größte Annäherung an Europa daher über Nordafrika (Tunis), d. h. sie nähern sich der Bundesrepublik nur auf etwa 2000 km. Ihre Senderleistungen sind außerordentlich gering; sie betragen 50 bzw. 30 oder sogar nur 10 Milliwatt. Die amerikanische Konzeption für das Satellitenprogramm im Rahmen des Geophysikalischen Jahres war von vornherein darauf abgestellt, einen großen Aufwand auf der Empfangsseite zu treiben, weil das verhältnismäßig geringe Gewicht und die geringe Größe der Satelliten dazu zwang, kleine und leichte Sender einzusetzen. Die amerikanischen Satellitenbeobachtungen stützen sich daher im wesentlichen auf die sogenannten Minitrack-Stationen, von denen zunächst 11 in Nord- und Südamerika, Australien und Südafrika sowie seit Juli 1958 auch 2 in der Bundesrepublik (Heidelberg und Bonn) errichtet wurden.

Ihre Aufgaben bestehen in:

a) Ortung der Satelliten zur exakten Bahnbestimmung mit Hilfe umfangreicher Antennenanlagen zur Phasenmessung,

Bild 1

Wesentliche Daten der bisher gestarteten künstlichen Erdsatelliten

Satelliten-bezeichnung	Tag des Starts	Gewicht kg	ungefährer Erdabstand in den ersten Tagen nach dem Start		Inklination Grad	ungefähre Umlaufzeiten in den ersten Tagen nach dem Start	geschätzte Lebensdauer	Sendefrequenzen	Modulationsart	Bemerkungen
			Perigäum	Apogäum						
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1957 Alpha	4. 10. 57	84	210	940	65	96 min	verglüht Januar 1958	20 005 kHz 40 002 kHz	Amplitudentastung "	Zeichenumtastung zwischen den beiden Sendern
1957 Beta	3. 11. 57	536	230	1650	65,5	104 min	verglüht April 1958	20 005 kHz 40 003 kHz	" "	bereits am zweiten Tage gestörte Aussendungen
1958 Alpha	1. 2. 58	13	360	2650	33,6	115 min	3—5 Jahre	108,0 MHz 108,03 MHz	Phasenmodulation Amplitudenmodulation	Batterie für zwei Monate Batterie für zwei Wochen
1958 Beta	17. 3. 58	1,8	670	4080	34,1	134 min	über 200 Jahre	108,0 MHz 108,03 MHz	Phasenmodulation Amplitudenmodulation	Sonnenbatterien
1958 Gamma	26. 3. 58	14	230	1860	34	115,6 min	verglüht Juni 1958	108,0 MHz 108,03 MHz	 Phasenmodulation	gespeicherte Werte auf Abfrage Batterie für zwei Monate
1958 Delta	15. 5. 58	1327	240	1880	65	106 min	etwa 6 Monate (n. amerik. Angaben) etwa 1½ Jahre (n. russ. Angaben)	20 005 kHz	Amplitudentastung	Sonnenbatterien u. chem. Batterie
1958 Epsilon	26. 7. 58	17,5	265	2250	50,3	109,9 min	etwa 3—5 Monate	108,0 MHz 108,03 MHz	Phasenmodulation Amplitudenmodulation	Batterie für zwei Monate Batterie für zwei Monate

b) Magnetbandaufnahme der Meßwerte, die nach einem komplizierten Verfahren verschlüsselt und als Frequenz- oder Amplitudenmodulation ausgestrahlt werden.

Im Gegensatz zu den sowjetischen Satellitensendern, die auf 20 005 und 40 003 kHz, also im Kurzwellenbereich bezw. in einem Ultrakurzwellenbereich, der teilweise noch ionosphärischer Ausbreitung unterliegt, arbeiten, benutzen die USA-Satellitensender eine ausgesprochene Ultrakurzwelle. Sie arbeiten auf 108,0 und 108,03 MHz. Auf Grund theoretischer Überlegungen erschien es daher zunächst unwahrscheinlich, daß es möglich sein würde, diese Aussendungen in

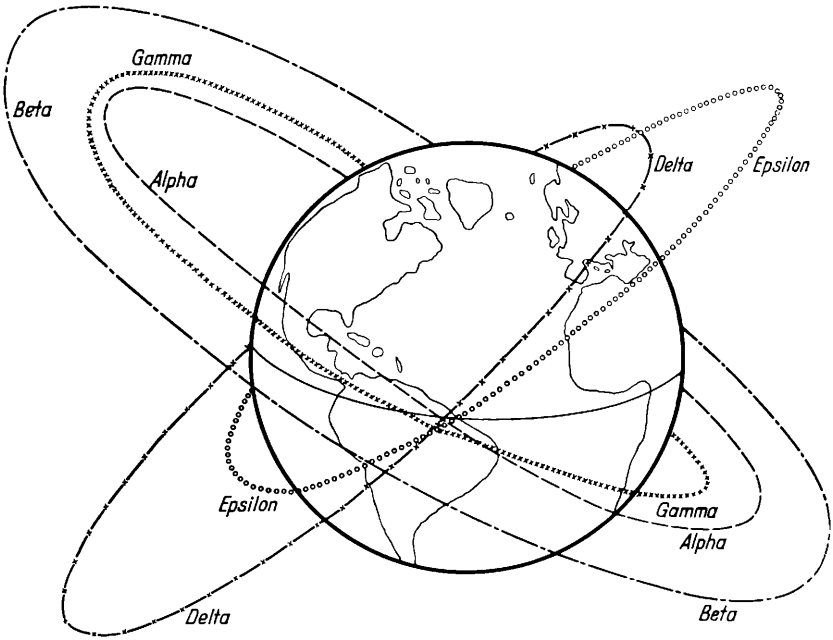


Bild 2: Umlaufbahnen der künstlichen Erdsatelliten des Jahres 1958 (nicht maßstäblich).

der Bundesrepublik mit normalen kommerziellen Empfängern und Antennen aufzunehmen. Dennoch gelang es bei den deutschen Funkkontroll-Meßstellen, den Sender des Explorer I am 3. 2. 1958 erstmals bei seinem Flug über der Sahara zu erfassen. In der Folgezeit wurden die Sender regelmäßig auf Entfernungen bis zu 6000 km empfangen, wenn sie sich über dem Horizont befanden. Durchschnittlich wurden täglich 5 Umläufe der Satelliten für jeweils 5 bis 20 Minuten beobachtet.

Die Sendersignale hoben sich dabei kaum aus dem Rauschen hervor, so daß der Nachrichteninhalt nicht aufzunehmen, die Feldstärken

nicht zu registrieren und auch nicht eindeutig zu messen waren. Hingegen ließen sich die Senderfrequenzen stets so genau messen (Interferenzmessung), daß der Dopplereffekt eindeutig auswertbar war. Bei der Fluggeschwindigkeit des Satelliten von rund 8 km/Sek und einer Senderfrequenz von 108 MHz wandert die Frequenz infolge des Dopplereffekts innerhalb weniger Minuten um rund 5 kHz aus.

Der bei den Funkkontroll-Meßstellen der DBP für diese Beobachtungen verwendete Empfänger hat bei 108 MHz eine Empfindlichkeit von etwa 9 kT_0. Als Antenne wird eine 4-Element-Yagi mit rund 12 db Gewinn benutzt.

Wie bereits gesagt, ließ sich anfänglich nicht übersehen, welche Meßwerte für eine zusammenfassende Auswertung wertvoll sein würden. Daher wurden alle erfaßbaren Satellitenumläufe beobachtet und gemessen. Am 9. 4. 1958 stellten die Funkkontroll-Meßstellen dann auf Grund der Klein-Heubacher Beschlüsse die Beobachtung der ersten 3 USA-Satelliten ein. Beobachtet wurden bis dahin im einzelnen:

a) Satellit 1958 Alpha

Bereits wenige Minuten nach dem Start des Explorer I in Cape Canaveral am 1. 2. 1958 wurden die Funkbeobachtungen in der Bundesrepublik aufgenommen. Der leistungsstärkere der beiden Satellitensender, auf 108,03 MHz, wurde bis zum 11. 2. bei 41 von insgesamt 113 Erdumläufen erfaßt und dabei der Dopplereffekt gemessen. Am 12. 2. fiel dieser Sender — vermutlich infolge Erschöpfung seiner Batterien — aus. Nur kurzzeitig wurde er nochmals am 24. und 25. 2. empfangen. Ab 13. 2. bis zur Einstellung der Beobachtungen am 9. 4. wurde dann der schwächere Sender auf 108,0 MHz beobachtet. Das Gebiet, bei dessen Überfliegen der Explorer I in der Bundesrepublik empfangen und gemessen werden konnte, reicht von den Cap-Verde-Inseln bis Pakistan.

Als Meßergebnisse liegen von 5 deutschen Funkkontroll-Meßstellen Frequenzmessungen des Dopplereffekts bei durchschnittlich 5 Satellitenumläufen täglich vor.

Die Beobachtung des Satelliten war anfangs häufig, u. a. durch Harmonische von Kurzwellen-Rundfunksendern und einen militärischen Flugfunk-Sprechdienst, gestört. Nach Aufklärung und Ermittlung der störenden Funkstellen gelang es dem Funkkontroll-Meßdienst, die Satellitenfrequenzen frei zu machen, so daß später fast stets ein einwandfreier Empfang möglich war.

b) Satellit 1958 Beta

Der am 17. 3. 1958 gestartete Vanguard I wurde bereits wenige Stunden nach Eintreten in seine Bahn um die Erde bei den deutschen Funkkontroll-Meßstellen erfaßt. Auch von ihm wurden im wesentlichen nur Frequenzmessungen zur Dopplereffektbestimmung vorgenommen. Gemessen wurden täglich 4 Umläufe mit

einer Beobachtungsdauer von teilweise bis zu 28 Minuten, d. h. auf einer Flugstrecke von rund 13 000 km.

Da alle amerikanischen Satelliten die gleichen Senderfrequenzen 108,0 und 108,03 MHz benutzen, kam es zeitweise zu empfindlichen Interferenzstörungen zwischen Explorer I und Vanguard I. Diese Störungen waren besonders ausgeprägt am 31. 3.

c) Satellit 1958 Gamma

Von dem am 26. 3. 1958 gestarteten Explorer III liegen beim deutschen Funkkontroll-Meßdienst nur lückenhafte Dopplereffektmessungen auf 108,0 MHz aus den ersten Apriltagen vor. Der Sender fiel erheblich schwächer ein als die Sender der ersten beiden amerikanischen Satelliten. Der Sender auf 108,03 MHz, der nach amerikanischen Angaben gespeicherte Meßwerte auf Anforderung vom Boden her ausstrahlen sollte, ist hier nicht gehört worden. Ob die Auslösung der Sendungen durch Funk erfolgreich vorgenommen worden ist, kann nicht gesagt werden.

Für Radiobeobachtungen in der Bundesrepublik wurden die künstlichen Erdsatelliten erst wieder interessant mit dem Start des Sputnik III, dem

d) Satellit 1958 Delta

Er wurde am 15. 5. 1958 auf seine Bahn gebracht, und zwar auf fast die gleiche, wie sie die beiden ersten Sputniks hatten. Seine Inklination beträgt rund 65°, so daß seine Flugbahn über ganz Europa hinwegführt; dabei erreicht er eine größte Höhe von 1880 km. Im Verhältnis zu den USA-Satelliten ist er außerordentlich groß und schwer. Sein Gewicht soll 1327 kg betragen.

Aus sowjetrussischen Veröffentlichungen ist bekannt, daß der Sputnik III mit Meßeinrichtungen für

Luftdichte u. -zusammensetzung	Kosmische Strahlung
Dichte der positiven Ionen	Meteoritenaufprall
Elektrisches Erdfeld	Außen- und Innentemperaturen
Korpuskularstrahlung der Sonne	

versehen ist. Es ist anzunehmen, daß er außer dem hier bekannten Sender auf 20,005 kHz weitere Sender mit anderen Frequenzen trägt, wozu er auf Grund seiner Größe ohne weiteres in der Lage wäre. Die Leistung des beobachteten Senders, der seine Stromversorgung aus chemischen und aus Sonnenbatterien erhalten soll, hat während der ersten 4 Monate der Beobachtungszeit nicht merklich abgenommen. Der Sender strahlt ununterbrochen mit reiner Amplitudentastung eine Impulsgruppe aus, die sich im Empfänger bei Überlagerung wie der Morsebuchstabe „L" (. — . .) anhört. Oszillogrammaufnahmen der Senderausstrahlungen (Bild 3) zeigen deutlich, daß es sich dabei nur um eine scheinbare Ähnlich-

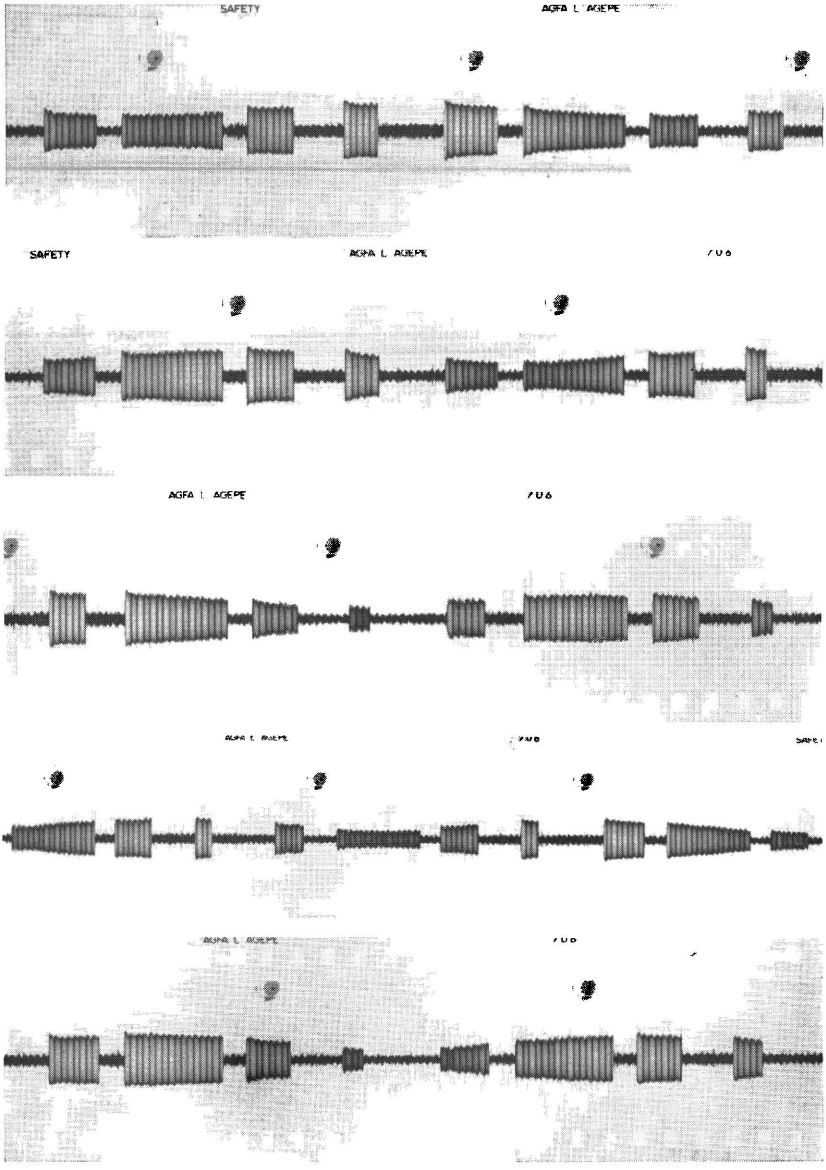


Bild 3: Verschiedene Oszillogramme der Tastzeichen von Sputnik III., 15. 5. 1958.
(Aufn. A. Jeschke)

keit mit einem Morsebuchstaben handelt. Die Länge der Punkte, Striche und der Abstände zwischen ihnen variiert erheblich und ändert sich während der Beobachtungszeit laufend. Trotzdem

bleibt der Grundcharakter des Zeichens unverändert und ergibt eine ausgezeichnete Kennung des Satellitensenders. Sobald der Sender empfangen werden kann, ist seine Identifizierung — auch für wenig geschulte Beobachter — ohne weiteres und vor allem völlig eindeutig möglich. Es ist das ein unbestreitbarer Vorteil gegenüber allen vorhergegangenen Satellitenausstrahlungen, zumal unter dem für die UdSSR wichtigen Gesichtspunkt, daß die Beobachtung des Satelliten auch von Amateuren mit verhältnismäßig einfachen Mitteln vorgenommen werden soll.

Nach Angaben aus der UdSSR dient der Sender auf 20 005 kHz außer zur Flugbahnbestimmung auch zur Übertragung von Meßwerten. Fragt man nach den Möglichkeiten hierfür, dann zeigt sich in der hier vorliegenden Form der Amplitudentastung ein

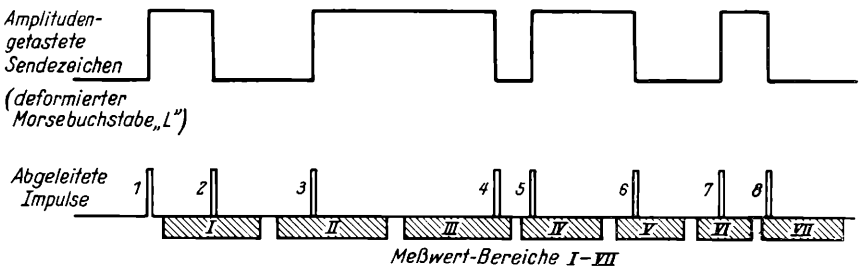


Bild 4: Mögliche Darstellung von 7 veränderlichen Meßwerten mittels der Amplitudentastung des Sputnik III.

sehr einfaches und sicheres Mittel zur Übertragung von mindestens 7 verschiedenen Meßwerten gleichzeitig. Sie hat außerdem den Vorzug, daß die Meßwerte ohne jede weitere Auswertung unter Umständen sofort aufgezeichnet werden können. Ob von dieser Möglichkeit bei dem Satelliten 1958 Delta Gebrauch gemacht wird, läßt sich mit Sicherheit nicht sagen; die Möglichkeit dazu, ja sogar die Wahrscheinlichkeit dafür, ist jedenfalls vorhanden.

Jede Tastzeichenperiode (Zeichenfolge . - . . bezw. . . . - .) dauert rund 1,3 Sekunden. Beginn und Ende jedes Zeichens ändern sich unregelmäßig. Auf einfache Weise läßt sich aus den Vorder- und Rückflanken jedes Zeichens je ein Impuls ableiten (Bild 4). Durch Verschieben der Lage eines Impulses gegenüber dem Bezugsimpuls lassen sich beliebige Meßwerte übertragen. Man kann die Tastung somit als eine einfache Form der Impuls-Lagenmodulation ansehen. Als Bezugsimpuls kann jeder beliebige von ihnen festgelegt werden. Betrachtet man z. B. in unserer Skizze den Impuls 1 als Bezugsimpuls, so stünde dem Impuls 2 etwa der schraffierte Variationsbereich I, dem Impuls 3 der Bereich II zur Verfügung usw.

Zur Aufnahme der Meßwerte wäre eine Anordnung denkbar, bei der eine Bildtrommel mit rund 1,3 Sekunden Umdrehungszeit auf den Bezugsimpuls synchronisiert wird. Auf der Bildtrommel werden dann die Kurven aller Meßwerte, im vorliegenden Falle also 7 Meßkurven, laufend unmittelbar aufgezeichnet. Mit einem einzigen kleinen Zusatzgerät zu einem normalen Kurzwellenempfänger könnten die Meßkurven in allen Teilen der Welt einwandfrei und in stets gleichbleibender Form aufgenommen werden, wobei das Gerät auch von Nichtfachleuten bedient werden könnte.

Gemäß den Vereinbarungen in Klein-Heubach übernahmen die Funkkontroll-Meßstellen der DBP sofort nach dem Start des Satelliten die Frequenzmessungen des Satellitensenders zur Flugbahnbestimmung und übermittelten sie an die Universitätssternwarte Bonn zur Auswertung.

Über die Genauigkeit der Bahnbestimmung mit Hilfe des Dopplereffekts liegen ausführliche Untersuchungen vor [3,4]. Voraussetzung für eine Verwertbarkeit der Messungen ist, daß die beteiligten Meßstellen die Zeit der Messung auf Bruchteile von Sekunden und die Frequenz zu diesem Zeitpunkt auf mindestens 20 Hz genau bestimmen und angeben können. Es sind aber keine, mit vertretbarem Aufwand realisierbaren, registrierenden Meßverfahren bekannt, mit denen sich eine solche Meßgenauigkeit bei einem getasteten Sender erzielen ließe. Bei den Funkkontroll-Meßstellen wird daher ein kombiniertes Verfahren benutzt.

Hierbei wird die Senderfrequenz mit einer Vergleichsfrequenz hoher Genauigkeit (besser als 3×10^{-8}) überlagert und die Interferenzfrequenz in bekannter Weise am Braunschen Rohr als Lissajousfigur dargestellt. Da bei den Satellitensendern die Richtung der Frequenzauswanderung von vornherein bekannt ist, wird die Vergleichsfrequenz nach jeder Einzelmessung um 20 bzw. 50 Hz (quarzgenau) herabgesetzt und dann mit der Lissajousfigur der Zeitpunkt bestimmt, zu dem die Senderfrequenz mit der Vergleichsfrequenz übereinstimmt. In diesem Augenblick gibt der Meßbeamte durch Tastendruck einen Impuls auf eine der beiden Schreibspuren eines Doppelrecorders, dessen zweite Schreibspur mit genauen Sekundenimpulsen beschaltet ist. Gleichzeitig spricht er den jeweiligen Frequenzwert auf ein Magnetband. Die Zeitgenauigkeit der Messung ist somit im wesentlichen durch die Reaktionsgeschwindigkeit des Messenden bestimmt; sie läßt sich zu etwa 0,2 Sekunden annehmen. Dabei ist zu berücksichtigen, daß die Abstände zwischen den Einzelmessungen zeitweise nur 5 Sekunden betrugen. Trägt man die Meßwerte als Kurve über der Zeit als Abszisse ein, so ergibt sich eine Dopplereffektkurve ausreichender Genauigkeit.

Bereits am 19. 5. waren die Bahndaten so genau bestimmt, daß die weiteren Messungen auf drei der Funkkontroll-Meßstellen beschränkt werden konnten. Seit Anfang August werden die Dopplermessungen, die bis dahin täglich zweimal erfolgten, nur noch in größeren Zeitabständen vorgenommen.

Neben den Frequenzmessungen werden bei der Funkkontroll-Meßstelle Darmstadt regelmäßig zweimal täglich Feldstärkeregistrierungen durchgeführt. Einige charakteristische Feldstärkekurven zeigt Bild 5.

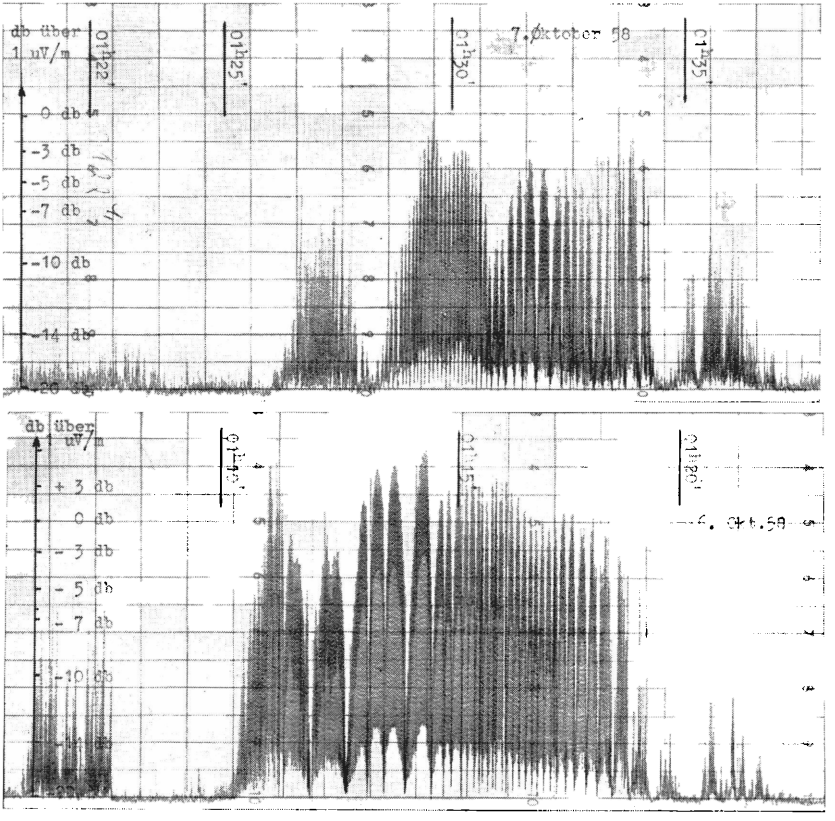


Bild 5: Feldstärkekurven von Satellit Delta am 6. und 7. 10. 1958.

e) Satellit 1958 Epsilon

Der am 26. 7. 58 von Cape Canaveral gestartete Explorer IV nimmt als erster USA-Satellit seinen Weg auch über Europa, so daß er in der Bundesrepublik gut zu empfangen ist. Seine Bahnneigung beträgt rund 50,3°, seine größte Höhe 2250 km. Der Satellit ist mit 2 Sendern ausgerüstet. Einer von ihnen arbeitet

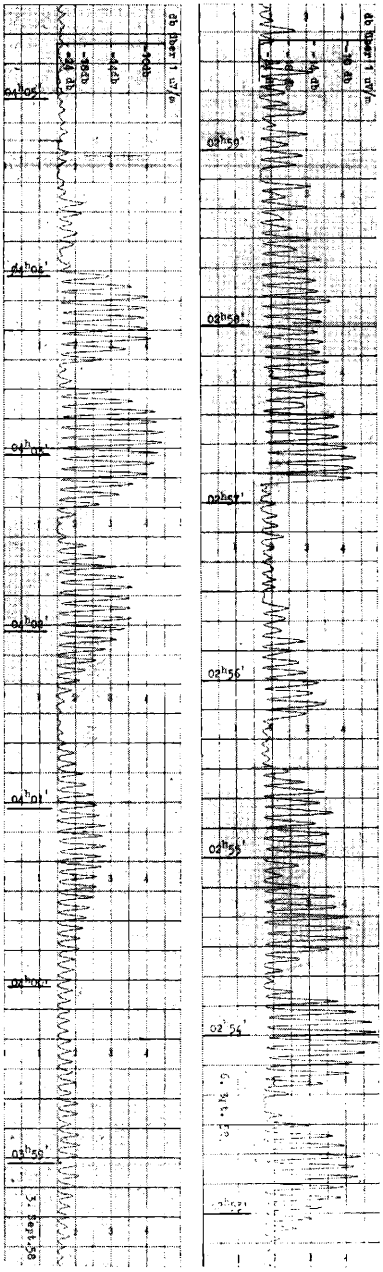


Bild 6: Explorer Epsilon am 3. und 6. 9. 1958.

phasenmoduliert auf 108,0 MHz bei 10 Milliwatt HF-Leistung, der zweite sendet amplitudenmoduliert mit 30 Milliwatt auf 108,03 MHz. Übertragen werden Meßwerte der Korpuskularstrahlung der Sonne. Die Stromversorgung der Sender erfolgt aus Batterien mit einer voraussichtlichen Lebensdauer von 2 Monaten. Ab 27. 7. wurde die Frequenz des Senders 108,03 MHz von 3 Funkkontroll - Meßstellen täglich bei 2 oder 3 Vorübergängen gemessen. Aus den Meßwerten berechnete die Universitätssternwarte Bonn die Bahndaten. Bereits am 10. 8. lagen diese mit ausreichender Genauigkeit vor, so daß von diesem Zeitpunkt ab nur noch Kontrollmessungen durch eine Meßstelle in größeren Zeitabständen notwendig sind.

Bei der Funkkontroll - Meßstelle Darmstadt werden auf der gleichen Frequenz 108,03 MHz täglich zweimal Feldstärkeregistrierungen vorgenommen. Ein charakteristisches Beispiel dieser Feldstärkekurven zeigt Bild 6.

(Abgeschlossen am 15. 9. 1958)

Schrifttumsverzeichnis

1. Horst Fleischer. Die ersten künstlichen Erdsatelliten. Fernmeldepraxis 1/1958, Seite 17 bis 23.
2. Horst Fleischer. Funkbeobachtungen der ersten beiden künstlichen Erdsatelliten. Nachrichtentechnische Zeitschrift 7/1958, Seite 340—347.
3. Priester, Bennewitz, Lenggrüßer. Radiobeobachtungen des ersten künstlichen Erdsatelliten. Westdeutscher Verlag, Köln und Opladen.
4. W. Priester, G. Hergenhahn. Bahnbestimmung von Erdsatelliten aus Doppler-Effekt-Messungen. Westdeutscher Verlag, Köln und Opladen.
5. H. K. Paetzold. Die ersten künstlichen Erdsatelliten. Umschau in Wissenschaft und Technik 1/1958, Seite 3—7.
6. H. A. Heß. Registrierung des Sputnik II auf 40 002 kHz. NTZ 7/1958, Seite 347—348.

Sonderdruck
aus
ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG
Band 13 (1959), Heft 11, S. 462–465

Die Berechnung der Wirkfläche nichtkonphas belegter Flächenstrahler

Von Gerhard F. Koch, Darmstadt

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

DK 621.396.677.81/.83

Es wird der Einfluß untersucht, den eine Abweichung von der konphasen Belegung bei einem Flächenstrahler auf die Wirkfläche hat. Diese Abweichung ist beim aktiven Strahler proportional dem Quadrat des Verhältnisses der bei nichtkonphaser und konphaser Belegung erzeugten Feldstärken, beim passiven Strahler (Umlenkspiegel) dagegen diesem Verhältnis selbst proportional. Beim passiven Strahler kann die Wirkfläche nicht mehr nach den für den aktiven Strahler geltenden Beziehungen definiert werden und darf daher im allgemeinen Fall (nichtebene Oberfläche) auch nicht danach berechnet werden. Vielmehr muß dafür die für die Umlenkstrecke geltende Übertragungsgleichung benutzt werden.

The paper investigates the influence on the effective area of a surface-type radiator of a deviation from the cophasal distribution. With the active radiator this deviation is proportional to the square of the ratio of the field strengths generated with non-cophasal and cophasal distributions, with the passive radiator (diverting reflector), however, it is proportional to this ratio itself. With the passive radiator the effective area can no longer be defined on the basis of the relationships holding for the active radiator, and it may therefore not be so calculated in the general case either (uneven surface), but from the transfer equation holding for the deflecting path.

1. Aktiver Strahler

Die Wirkfläche A einer Richtantenne in Richtung des Maximums der Strahlung ist gegeben durch die Beziehung [1][1]

$$A = \frac{\lambda^2 R^2 E^2}{120\pi P}. \tag{1}$$

Für Flächenstrahler läßt sich Gl. (1) unter Umgehung der Berechnung von P aus der Integration über das Strahlungsdiagramm in

$$A = \frac{\left[\int\limits_{A_g} (\cos\vartheta + \boldsymbol{n}_w \cdot \boldsymbol{n}) f(x,y)\, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\sin\vartheta\,(x\cos\varphi + y\sin\varphi)}\, dx\, dy\right]^2}{\int\limits_{A_g} |f(x,y)|^2\, \boldsymbol{n}_w \cdot \boldsymbol{n}\, dx\, dy} \tag{2}$$

umformen [1], wobei nur noch über die Belegung des Flächenstrahlers integriert werden muß.

Hat ein bestimmter konphas belegter Flächenstrahler, z. B. eine Parabolantenne, die Wirkfläche A und erzeugt in einer bestimmten Richtung und in einem bestimmten Abstand die Feldstärke E, so soll dieselbe Antenne bei nichtkonphaser Belegung — z. B. infolge Verformung des Reflektors — aber mit derselben Amplitudenverteilung die Wirkfläche A^* haben und die Feldstärke E^* erzeugen (Bild 1).

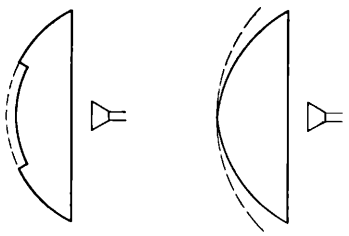


Bild 1. Von der Parabelform abweichende Reflektoren als nichtkonphas belegte Flächenstrahler.

[1] Die verwendeten Bezeichnungen sind am Schluß der Arbeit zusammengestellt.

Setzt man jetzt

$$E^* = \sigma E, \tag{3}$$

vernachlässigt die vom Reflektor in den Erreger zurückgestrahlte Energie und setzt die vom Reflektor abgestrahlte Leistung P bei konphaser und nichtkonphaser Belegung gleich, so wird nach Gl. (1)

$$A^* = \sigma^2 A, \tag{4}$$

d. h. A^* ist proportional dem Quadrat des Verhältnisses der erzeugten Feldstärken bei nichtkonphaser und konphaser Belegung.

2. Passiver Strahler

Will man die Wirkfläche eines als passives Relais eingesetzten Umlenkspiegels nach Gl. (1) berechnen, so ist dies bei einem ebenen Spiegel bei senkrechter und auch bei schräger Inzidenz der einfallenden Welle noch möglich.

Der Umlenkspiegel, dessen Dimensionen groß gegen die Wellenlänge sein sollen, befindet sich in großem Abstand von Sende- und Empfangsantenne und kann daher als homogen belegt angesehen werden (Bild 2).

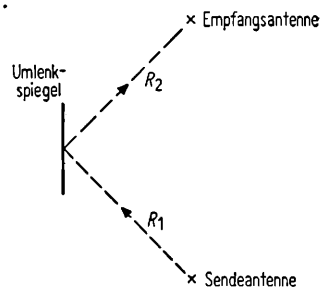


Bild 2. Umlenkspiegel im Zuge einer Streckenführung.

Hier muß man unterscheiden zwischen einer nichtkonphasen Belegung, die durch schräge Inzidenz der einfallenden Welle hervorgerufen wird,

und einer nichtkonphasen Belegung, die auf einer Verformung des Reflektors beruht.

Bei einem ebenen Spiegel ist die Leistung der durch den Spiegel in den gesamten Raum (Raumwinkel 4π) gebeugten Strahlung gleich der doppelten der von der einfallenden Welle auf den Spiegel treffenden Leistung, da auch im Schattenraum ein Beugungsdiagramm mit der gleichen Intensität wie im Lichtraum auftritt [9]. Bezieht man die Betrachtung nur auf die Strahlung in den Lichtraum des Spiegels und nennt deren gesamte Leistung P_U, so ist bekanntlich [9] beim ebenen Spiegel bei senkrechter Inzidenz der einfallenden Welle

$$P_U = \frac{E_e^2}{120\pi} A_g \approx \frac{E_e^2}{120\pi} A_U . \tag{5}$$

Setzt man entsprechend bei einer unter dem Winkel γ schräg auf den Spiegel fallenden Welle

$$P_U^s = \frac{E_e^2}{120\pi} A_U^s , \tag{6}$$

so erhält man mit der aus dem mathematischen Ausdruck für das Beugungsdiagramm [4] sich ergebenden Beziehung für das Maximum der Strahlung

$$E_U^s = \cos\gamma E_U \approx \cos\gamma \frac{E_e}{\lambda R} A_U \tag{7}$$

und aus Gl. (1)

$$A_U^s \approx \cos\gamma A_U , \tag{8}$$

wenn man für P und E die Ausdrücke von P_U^s und E_U^s einsetzt. Aus Gl. (2) erhält man mit der die schräge Inzidenz berücksichtigenden Belegung den gleichen Ausdruck für A_U^s. Das in Gl. (8) gewonnene Ergebnis wird durch das Experiment bei Spiegeln, die groß gegen die Wellenlänge sind, weitgehend bestätigt.

Aus den Gl. (5), (6) und (8) folgt die Beziehung

$$P_U^s = \cos\gamma P_U , \tag{9}$$

die plausibel ist, da bei schräger Inzidenz der Reflektor der einfallenden Welle nur noch die Fläche $A_g \cos\gamma (\approx A_U \cos\gamma)$ entgegenstellt.

Macht man bei nichtebenem[2] Spiegel den Gl. (6) entsprechenden Ansatz

$$P_U^* = \frac{E_e^2}{120\pi} A_U^* , \tag{10}$$

und definiert die Größe σ analog zu Gl. (3) als das Verhältnis der Feldstärken E_U^* und E_U

$$E_U^* = \sigma E_U , \tag{11}$$

so ergibt sich damit aus Gl. (1)

$$A_U^* = \sigma A_U . \tag{12}$$

Dieses Ergebnis ist aber mit der bei seiner Herleitung benutzten Beziehung (10) insofern nicht vereinbar, als danach P^* proportional $\sigma = E^*/E$ würde, was aber offensichtlich nicht zutrifft; denn bei einem Winkel- oder Stufenspiegel nach Bild 3 ist schon bei geringer Abweichung von ebenen Oberflächen E_U^* merklich kleiner als E_U, P_U^* (gleich der von der einfallenden Welle auf den Spiegel treffenden Leistung) aber unabhängig von σ praktisch gleich dem Wert

$$\frac{E_e^2}{120\pi} A_g .$$

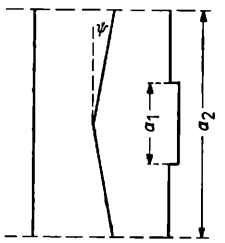


Bild 3. Ebener, geknickter und gestufter Umlenkspiegel gleicher Apertur.

Geht man daher unter Berücksichtigung dieser Tatsache für P^* von dem Ansatz

$$P_U^* = P_U = \frac{E^2}{120\pi} A_U \tag{13}$$

aus, so ergibt sich damit aus Gl. (1) die (falsche!!) Beziehung

$$A_U^* = \sigma^2 A_U , \tag{14}$$

die auch Gl. (2) beim Einsetzen der nichtkonphasen Belegung liefert. Man erhält also auf diese Weise in keinem Fall ein plausibles Ergebnis für die Wirkfläche eines nichtebenen Umlenkspiegels. Dazu gelangt man durch die Herleitung der Übertragungsgleichung ohne Betrachtung der gesamten vom Umlenkspiegel abgestrahlten Leistung, womit auch bewiesen wird, daß die Beziehung (14) nicht zutrifft.

Die von der Empfangsantenne aufgenommene Leistung ist

$$P_E = S_E A_E , \tag{15}$$

wenn man mit S_E die Leistungsdichte am Ort der Empfangsantenne und mit A_E die Absorptionsfläche der Empfangsantenne bezeichnet.

Beachtet man, daß

$$S_E = \frac{E_U^{*2}}{120\pi} = \frac{\sigma^2 E_U^2}{120\pi} \tag{16}$$

ist, so erhält man unter Verwendung von

$$E_U = \frac{E_e A_U}{\lambda R_2} \tag{17}$$

für S_E den Ausdruck

$$S_E = \frac{\sigma^2 E_e^2 A_U^2}{120\pi\lambda^2 R_2^2} . \tag{18}$$

Damit wird die für eine auf den Umlenkspiegel einfallende ebene Welle mit der Feldstärke E_e von der Empfangsantenne aufgenommene Leistung

$$P_E = \frac{\sigma^2 E_e^2 A_U^2 A_E}{120\pi\lambda^2 R_2^2} . \tag{19}$$

[2] Mit solchen Spiegeln kann ein Strahlungsdiagramm von geringerer Winkel- und Frequenzabhängigkeit erzielt werden, als es bei ebenen Spiegeln auftritt [8].

Fällt nun auf den Umlenkspiegel eine von einer in großer Entfernung befindlichen Sendeantenne herrührende Kugelwelle ein, die man im Bereich des Umlenkspiegels wegen des großen Abstandes der Sendeantenne als eben ansehen kann, so läßt sich E_e durch die Sendeleistung P_S und den Abstand R_1 ausdrücken:

$$P_S = \oint \frac{E_e^2}{120\,\pi} \chi^2(\varphi, \vartheta)\, R_1^2\, d\Omega = \tag{20}$$

$$= \frac{R_1^2 E_e^2 \lambda^2}{120\,\pi A_S}\,, \tag{21}$$

wobei $\chi(\varphi, \vartheta)$ die Strahlungscharakteristik und A_S die Wirkfläche der Sendeantenne ist, während $d\Omega$ das Raumwinkelelement bedeutet. Aus Gl. (21) folgt

$$E_e^2 = 120\,\pi P_S \frac{A_S}{R_1^2 \lambda^2} \tag{22}$$

und damit aus Gl. (19)

$$P_E = P_S \frac{A_S A_E \sigma^2 A_U^2}{R_1^2 R_2^2 \lambda^2}\,. \tag{23}$$

Da nun A_U^* durch

$$P_E = P_S \frac{A_S A_E A_U^{*2}}{R_1^2 R_2^2 \lambda^4} \tag{24}$$

definiert sein soll, wird durch Vergleich von Gl. (23) und (24) *richtig*

$$A_U^* = \sigma A_U\,. \tag{25}$$

Liegt beim Umlenkspiegel schräge Inzidenz der einfallenden Welle vor, so wird

$$E_U^{*s} = \sigma E_U \tag{26}$$

gesetzt und dementsprechend wird

$$A_U^{*s} = \sigma A_U\,. \tag{27}$$

Es vermindert sich also durch nichtkonphase Belegung beim aktiven Strahler die Wirkfläche und in gleicher Weise die Flächenausnutzung

$$(q = A/A_g \quad \text{bzw.} \quad q = A^*/A_g)$$

um den Faktor σ^2, beim Umlenkspiegel dagegen nur um den Faktor σ gegenüber dem Fall der konphasen Belegung.

Der Grund für die bei den ersten beiden Herleitungen auftretenden Diskrepanzen ist der, daß bei einem Umlenkspiegel die Wirkfläche eben nicht nach Gl. (1), sondern nach Gl. (24) definiert werden kann, und daß die nach den beiden Gleichungen gegebenen Definitionen im allgemeinen nicht übereinstimmen. Nur bei ebenen Spiegeln führen sie zu gleichen Ergebnissen.

Man kann die durch Gl. (24) definierte Größe A_U^{*2} nicht als Produkt von A_U^* als Absorptionsfläche und A_U^* als Sendewirkfläche auffassen, sondern nur als das Quadrat einer für den Umlenkmechanismus maßgebenden „Umlenkwirkfläche". Daß die Größe A_U^* in Gl. (24) nicht die Absorptionsfläche für den Empfangsteil sein kann, geht daraus hervor, daß die von dem Umlenkspiegel aus dem Feld der einfallenden Welle aufgenommene Energie nicht an einen angepaßten Verbraucher abgegeben wird, wie es nach Definition der Absorptionsfläche sein müßte [1]. Daher ist der Ansatz (10) für einen Umlenkspiegel nicht zutreffend und führt zu einem irrigen Ergebnis.

Den Vergleich im Verhalten eines aktiven und passiven Strahlers kann man nur anstellen, wenn man einem Umlenkspiegel eine aus aktiven Strahlern bestehende Umlenkanordnung gegenüberstellt. Wird die Umlenkung durch zwei in entsprechendem Winkel zueinander angeordnete Antennen (Bild 4)

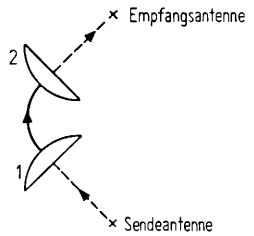


Bild 4. Zwei im Winkel zueinander angeordnete Parabolantennen zur Strahlumlenkung.

vorgenommen, deren Wirkfläche bei konphaser Erregung A, bei nichtkonphaser Erregung entsprechend Gl. (4) $A^* = \sigma^2 A$ sei, so lautet die entsprechende Übertragungsgleichung

$$P_E = P_S \frac{A_S A^{*2} A_E}{R_1^2 R_2^2 \lambda^4} = P_S \frac{A_S A_E \sigma^4 A^2}{R_1^2 R_2^2 \lambda^4}\,. \tag{29}$$

Hier tritt die 4. Potenz von σ auf, im Gegensatz zu der Übertragungsgleichung für den als Umlenkspiegel dienenden Reflektor, in der nur σ^2 vorkommt. A^* ist hier wirklich jedesmal echte Absorptionsfläche und echte Sendewirkfläche, und es wird hier tatsächlich die von der Absorptionsfläche aufgenommene Energie SA^* vom Spiegel 1 dem Feld entnommen und an den Verbraucher, d. h. zum Spiegel 2 bzw. zur Umlenkung, weitergegeben. Der andere Bruchteil $S(A_g - A^*)$ der gesamten auf den Spiegel treffenden Energie SA_g wird als Streustrahlung — für die Umlenkzwecke nutzlos — in den freien Raum wieder abgegeben. Das heißt, beim aktiven Strahler wird nur ein Teil der in dem Antennenquerschnitt einfallenden Energie an den Verbraucher abgegeben, der andere Teil in den Raum zurückgestreut. Für die Größe der Absorptionsfläche ist aber nur die an den angepaßten Verbraucher abgegebene Energie maßgebend. Beim Umlenkspiegel dagegen wird die gesamte, durch den Antennenquerschnitt (Projektion der Antennenfläche auf die Wellenfront) fließende Energie ($SA_g \cos\gamma$ und nicht nur SA^*) der einfallenden Welle von dem Umlenkspiegel aufgenommen und in das Sekundärdiagramm ausgestrahlt.

Bei den beiden zur Umlenkung dienenden aktiven Strahlern ändert sich die Amplitude der Belegung des zweiten Strahlers mit der nichtkonphasen Belegung des ersten, beim Umlenkspiegel dagegen ist sie stets gleich der Amplitude der einfallenden ebenen Welle. Daher nimmt bei den aktiven Strahlern die Wirkfläche mit dem Faktor σ^2, beim pas-

siven Strahler dagegen mit dem Faktor σ ab, wenn man von konphaser zu nichtkonphaser Belegung übergeht.

Aus dem Vergleich des Umlenkspiegels mit der Umlenkanordnung von zwei aktiven Strahlern wird ersichtlich, warum man beim Umlenkspiegel im allgemeinen Fall (nichtebener Spiegel) nicht nach Gl. (1) rechnen darf. Danach würde man für den Umlenkspiegel fälschlicherweise so verfahren, als ob durch die nichtkonphase Belegung nicht nur die abgestrahlte Feldstärke des Sekundärdiagramms vermindert wird, sondern auch die Amplitude der zur Erzeugung dieses Diagramms dienenden Belegung, wie es zwar bei zwei aktiven Strahlern, nicht aber beim Umlenkspiegel der Fall ist.

Bei senkrechter Inzidenz und ebenen Umlenkspiegeln wird nun aber die Energiebilanz dieselbe wie bei zwei aktiven Strahlern mit 100% Flächenausnutzung, d. h., es wird die im Antennenquerschnitt einfallende Leistung zur Umlenkung an den Sekundärstrahler weitergegeben, bzw. der Sekundärstrahler hat dieselbe Amplitude der Belegung wie der Primärstrahler.

Daß auch bei schräger Inzidenz und ebenen Umlenkspiegeln das nach Gl. (1) berechnete Ergebnis richtig wird, liegt daran, daß die aufgenommene bzw. in das Sekundärdiagramm abgestrahlte Leistung wie bei den aktiven Strahlern mit der nichtkonphasen Belegung abnimmt $\left(P_U^s = \sigma A_g = \cos\gamma A_g\right)$, und zwar in demselben Maße wie die Feldstärke des Sekundärdiagramms (σE_U). Daß aber trotzdem der Proportionalitätsfaktor $\sigma = \cos\gamma = E_U^s/E_U$ und nicht wie bei den aktiven Strahlern σ^2 maßgebend ist, rührt daher, daß die Amplitude der das Sekundärdiagramm erzeugenden Belegung unabhängig von der nichtkonphasen Erregung des Primärstrahlers gleich der bei konphaser Erregung (senkrechter Inzidenz) bleibt.

Entsprechend kann auch für den Gewinn g_K des Umlenkspiegels nicht die aus Gl. (1) folgende allgemein übliche Beziehung

$$g_K = \frac{4\pi}{\int \chi^2(\varphi, \vartheta)\, \mathrm{d}\Omega}, \tag{29}$$

die sonst für Richtantennen den Gewinn (bezogen auf den Kugelstrahler) angibt, angewendet werden.

Die Berechnung der Wirkfläche eines schräg angestrahlten ebenen Umlenkspiegels wurde von MEGLA [5] über die Berechnung von

$$P_{ges} = \int E^2(\varphi, \vartheta)\, \mathrm{d}\Omega \tag{30}$$

versucht. Sie führt jedoch mit den dort verwendeten Näherungsmethoden für die Berechnung des Integrals zu verschiedenen Ergebnissen. Die Wirkfläche des schräg angestrahlten ebenen Umlenkspiegels kann aber mit den hier verwendeten Gl. (1), (2) bzw. (25) leicht angegeben, die des nichtebenen Umlenkspiegels mit Hilfe von (25) aus der Wirkfläche für den ebenen Umlenkspiegel einfach berechnet werden.

Als Beispiel für einen nichtkonphas belegten Umlenkspiegel sei ein rechteckiger Spiegel mit einer (in der Einfallsebene liegenden) Längsausdehnung von 33,8 λ angeführt. Dieser Spiegel hat mit gestufter Oberfläche $\left(a_1/a_2 = \frac{1}{2}\right.$; Bild 3$\left.\right)$ bei senkrechter Inzidenz

$\sigma = q = 0{,}785$ mit einer Stufenhöhe von 0,0725 λ

oder

$\sigma = q = 0{,}315$ mit einer Stufenhöhe von 0,145 λ.

Bei geknickter Oberfläche ergibt sich für senkrechte Inzidenz

$\sigma = q = 0{,}94$ bei einem Knickwinkel $\psi = 18{,}75'$,

$\sigma = q = 0{,}55$ bei einem Knickwinkel $\psi = 37{,}5'$;

für schräge Inzidenz

unter $\gamma = 45°$: $\sigma = q = 0{,}707$ bei $\psi = 0°$

$\sigma = q = 0{,}437$ bei $\psi = 1{,}26°$,

unter $\gamma = 60°$: $\sigma = q = 0{,}5$ bei $\psi = 0°$

$\sigma = q = 0{,}253$ bei $\psi = 2{,}02°$.

Weitere Beispiele siehe in [8].

Bedeutung der verwendeten Symbole

R, φ, ϑ	Polarkoordinaten,
x, y	kartesische Koordinaten,
j	$= \sqrt{-1}$,
λ	Wellenlänge,
(x, y)	Belegungsfunktion des Flächenstrahlers,
$\boldsymbol{n}$	Normale auf der Integrationsfläche,
$\boldsymbol{n}_w$	Wellennormale = Richtung des Poyntingschen Vektors,
A_g	geometrische Fläche der Apertur eines Flächenstrahlers,
A	Wirkfläche eines Flächenstrahlers bei konphaser Belegung,
A^*	Wirkfläche eines Flächenstrahlers bei nichtkonphaser Belegung,
A_U	Wirkfläche eines ebenen Umlenkspiegels bei senkrechter Inzidenz der Primärstrahlung ($\approx A_g$),
A_U^s	Wirkfläche eines ebenen Umlenkspiegels bei schräger Inzidenz der Primärstrahlung,
A_U^*	Wirkfläche eines nichtebenen Umlenkspiegels bei senkrechter Inzidenz der Primärstrahlung,
A_U^{*s}	Wirkfläche eines nichtebenen Umlenkspiegels bei schräger Inzidenz der Primärstrahlung,
P	gesamte abgestrahlte Leistung eines Flächenstrahlers,
P^*	gesamte abgestrahlte Leistung eines nichtkonphas belegten Flächenstrahlers,
P_U	in den Lichtraum abgestrahlte Leistung eines ebenen Umlenkspiegels bei senkrechter Inzidenz der Primärstrahlung,
P_U^s	in den Lichtraum abgestrahlte Leistung eines ebenen Umlenkspiegels bei schräger Inzidenz der Primärstrahlung,
P_U^*	in den Lichtraum abgestrahlte Leistung eines nichtebenen Umlenkspiegels bei senkrechter Inzidenz der Primärstrahlung,
P_U^{*s}	in den Lichtraum abgestrahlte Leistung eines nichtebenen Umlenkspiegels bei schräger Inzidenz der Primärstrahlung,
E	Feldstärke eines konphas belegten Flächenstrahlers im Maximum der Strahlung (bzw. in der Richtung, für die die Wirkfläche bestimmt werden soll) im Abstand R,

E^* Feldstärke eines nichtkonphas belegten Flächenstrahlers im Maximum der Strahlung (bzw. in der Richtung, für die die Wirkfläche bestimmt werden soll) im Abstand R,

E_U Feldstärke eines ebenen Umlenkspiegels bei senkrechter Inzidenz der Primärstrahlung im Maximum der Strahlung (bzw. in der Richtung, für die die Wirkfläche bestimmt werden soll) im Abstand R,

E_U^s Feldstärke eines ebenen Umlenkspiegels im Maximum der Strahlung (bzw. in der Richtung, für die die Wirkfläche bestimmt werden soll bei schräger Inzidenz der Primärstrahlung) im Abstand R,

E_U^* Feldstärke eines nichtebenen Umlenkspiegels bei senkrechter Inzidenz der Primärstrahlung im Maximum der Strahlung (bzw. in der Richtung, für die die Wirkfläche bestimmt werden soll) im Abstand R,

E_U^{*s} Feldstärke eines nichtebenen Umlenkspiegels im Maximum der Strahlung (bzw. in der Richtung, für die die Wirkfläche bestimmt werden soll, bei schräger Inzidenz der Primärstrahlung) im Abstand R,

E_e Feldstärke der einfallenden ebenen Welle,

σ Verhältnis der Feldstärke im Maximum der Strahlung (bzw. der Feldstärken in der Richtung, in der die Wirkfläche bestimmt werden soll) bei nichtkonphaser und konphaser Belegung; also

$\sigma = E^*/E$ oder E_U^*/E_U oder E_U^s/E_U oder E_U^{*s}/E_U,

q Flächenausnutzung (gleich dem Verhältnis von Wirkfläche zu geometrischer Fläche).

Schrifttum

[1] KOCH, G. F., Gewinn, Wirkfläche und Flächenausnutzung von Richtantennen und die Methoden ihrer Bestimmung. Telefunken-Ztg. **26** [1953], 292–309.

[2] CAUX, R. und DASCOTTE, J., Les relais passifs de la liaison Afourer-Bin-el-Ouidane. Ann. Radioélect. **5** [1950], 220–223.

[3] KLEIN, W., Richtstrahl-Übertragungsversuch in den Alpen. Tech. Mitt. (schweiz. PTT) **27** [1949], 49–69.

[4] KOCH, G. F., Richtantennen mit besonderen Aperturformen. Nachrichtentech. Z. **10** [1957], 174–186.

[5] MEGLA, G., Über die Umlenkung elektromagnetischer Wellen kurzer Wellenlänge. Hochfrequenztech. u. Elektroakustik **65** [1956], 17–36.

[6] MAGNUSKI, H. und KOCH, T. F., Passive repeater bends microwaves beam. Electronics **26** [1953], Febr., 134.

[7] SILVER, S., Microwave antenna theory and design. McGraw-Hill Book Co., New York 1949.

[8] KOCH, G. F., Flächenstrahler mit geringer Winkel- und Frequenzabhängigkeit. Nachrichtentech. Fachber. (im Druck).

[9] ANDREJEWSKI, W., Die Beugung elektromagnetischer Wellen an der leitenden Kreisscheibe und an der kreisförmigen Öffnung im leitenden Schirm. Dissertation Technische Hochschule Aachen 1952.